

**MONOLITHIC FILTER USING THIN FILM BULK ELASTIC WAVE DEVICE AND MINIMUM PASSIVE ELEMENT FOR CONTROLLING SHAPE AND WIDTH OF PASSBAND RESPONSE****Publication number:** JP11346140**Publication date:** 1999-12-14**Inventor:** ELLA JUHA**Applicant:** NOKIA MOBILE PHONES LTD**Classification:**

**- International:** H03H9/145; H03H9/00; H03H9/10; H03H9/17;  
H03H9/205; H03H9/25; H03H9/58; H03H9/60;  
H03H9/64; H03H9/145; H03H9/00; H03H9/05; (IPC1-7):  
H03H9/17; H03H9/145; H03H9/205; H03H9/25;  
H03H9/64

**- European:** H03H9/58F4C; H03H9/00I2; H03H9/00U2; H03H9/10;  
H03H9/54A; H03H9/58F2S; H03H9/58F4A;  
H03H9/58F4B; H03H9/60L

**Application number:** JP19990100832 19990408**Priority number(s):** US19980057299 19980408**Also published as:**

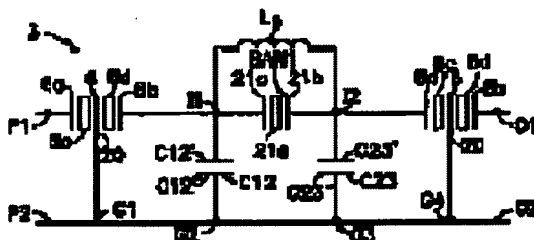
EP0949756 (A2)  
US6081171 (A1)  
EP0949756 (A3)  
EP0949756 (B1)

Report a data error here

**Abstract of JP11346140**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a multipolar type bulk elastic wave resonator stack type crystal filter (multipolar BAWR-SCF).

**SOLUTION:** A device 3 has a BAW resonator (BAW1), stacked type crystal filters(SCF) 6 and 8, an impedance inverse element, including capacitors C12 and C23 and an inductor L0. Also, four ports P1, P2, O1 and O2 are included. BAW resonators BAW1 and SCF 8 are inserted serially between the ports P1 and O1. The BAW1 has the inductor L0 connected in parallel and both ends of the L0, that is, both ends of the BAW1, are grounded by way of the capacitors C12 and C23 respectively. Moreover, a central electrode 20 of the SCF6 and 8 is grounded. The ports P2 and O2 are essentially grounded, and this device, a multipolar type BAWR-SCF circuit 3, is a triode device.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-346140

(43) 公開日 平成11年(1999)12月14日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

識別記号

F I

H 0 3 H 9/17  
9/145  
9/205  
9/25  
9/64

H 0 3 H 9/17 F  
9/145 Z  
9/205  
9/25 Z  
9/64 Z

審査請求 未請求 請求項の数35 O L 外国語出願 (全130頁)

(21) 出願番号 特願平11-100832

(22) 出願日 平成11年(1999)4月8日

(31) 優先権主張番号 09/057299

(32) 優先日 1998年4月8日

(33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 591138463

ノキア モービル フォーンズ リミテッ  
ドNOKIA MOBILE PHONES  
LTD.フィンランド共和国、02150 エスポー、  
ケイララハデンチエ 4

(72) 発明者 ユーハ エッラ

フィンランド共和国、フィン-24800 ハ  
リッコー、カーリアセンチエ 5

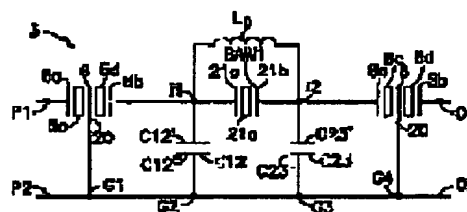
(74) 代理人 弁理士 朝日奈 宗太 (外1名)

(54) 【発明の名称】 薄膜バルク弾性波装置を利用したモノリシック・フィルタ、および通過帯域レスポンスの形状と幅を制御するための最小受動素子

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 多極型バルク弾性波共振器積層型結晶フィルタ (多極型BAWR-SCF) 装置を提供する。

【解決手段】 装置3は、BAW共振器 (BAW1) と、積層型結晶フィルタ (SCF) 6と8と、コンデンサC12とC23とを含むインピーダンス反転素子と、誘導子 $L_0$ とを有する。また4つのポート $P_1$ 、 $P_2$ 、 $O_1$ 、 $O_2$ を含む。ポート $P_1$ と $O_1$ の間にSCF6、BAW共振器BAW1、SCF8が直列に入っている。BAW1には誘導子 $L_0$ が並列接続され、 $L_0$ の両端、即ちBAW1の両端は、それぞれコンデンサC12およびC23を介して接地される。さらに、SCF6及び8の中央電極20も接地されている。ポート $P_2$ および $O_2$ も実質的に接地され、この装置、多極型BAWR-SCF回路3は三極装置である。



Best Available Copy

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 多極型バルク弾性波（BAW）フィルタにおいて、

第一の対のポートと、

第二の対のポートと、

前記第一の対のポートのうちの第一のポートと第二のポートとの間を結合した第一の導線と、

前記第二の対のポートのうちの第一のポートと第二のポートとの間を結合した第二の導線と、

前記第一の導線で直列に結合した少なくとも一つのBAW共振器と、

少なくとも一つの第一の積層型結晶フィルタ（SCF）であって、前記第一の導線で結合した第一の端末と第二の端末とを有し、かつ、前記第二の導線で結合した第三の端末とを有するようになっている前記第一のSCFと、

複数のインピーダンス反転素子であって、前記複数のインピーダンス反転素子の中の個々の素子が各々前記第一の導線と第二の導線との間に結合している前記複数のインピーダンス反転素子と、

少なくとも一つの誘導素子であって、前記少なくとも一つのBAW共振器と並列に結合する前記少なくとも一つの誘導素子とを有し、前記多極型BAWフィルタが、中心周波数 $f_c$ を有する通過帯域レスポンスを生み出すことを特徴とする前記フィルタ。

【請求項2】 請求項1に記載の多極型BAWフィルタにおいて、前記少なくとも一つのBAW共振器が第一のBAW共振器と第二のBAW共振器とを含み、前記インピーダンス反転素子が第一のインピーダンス反転素子と第二のインピーダンス反転素子とを含み、前記少なくとも一つの誘導素子が第一の誘導素子と第二の誘導素子とを含み、前記第一のBAW共振器と前記第一のインピーダンス反転素子の各々が前記第一の対のポートの前記第一のポートと結合したそれぞれの第一の端末を有し、前記第一のBAW共振器がまた、前記第一のSCFの前記第一の端末と結合した第二の端末をも有し、前記第二のBAW共振器が、前記第一のSCFの前記第二の端末と結合した第一の端末を有し、前記第二のBAW共振器がまた、前記第一の対のポートの前記第二のポートと結合した第二の端末をも有し、前記第二のインピーダンス反転素子が、前記第一の対のポートの前記第二のポートと結合した第一の端末を有し、前記第一の誘導素子が前記第一のBAW共振器と並列に接続していて、前記第二の誘導素子が前記第二のBAW共振器と並列に接続していることを特徴とする前記多極型BAWフィルタ。

【請求項3】 請求項2に記載の多極型BAWフィルタにおいて、前記第一の誘導素子が、前記第一の対のポートのうちの前記第一のポートと結合した第一の端部を有し、前記第一の誘導素子がまた、前記第一のBAW共振器の前記第二の端末と前記第一のSCFの前記第一の端

末との間の前記第一の導線に結合した第二の端部をも有し、前記第二の誘導素子が、前記第一のSCFの前記第二の端末と前記第二のBAW共振器の前記第一の端末との間の前記第一の導線に結合したその第一の端部を有し、前記第二の誘導素子がまた、前記第一の対のポートの前記第二のポートと結合したその第二の端部をも有し、前記第一のインピーダンス反転素子が、前記第二の対のポートのうちの前記第一のポートと結合した第二の端末を有し、前記第二のインピーダンス反転素子が、前記第二の対のポートのうちの前記第二のポートと結合した第二の端末を有することを特徴とする前記多極型BAWフィルタ。

【請求項4】 前記第一のSCFが、更なるインピーダンス反転素子として機能する等価並列静電容量を有することを特徴とする請求項2に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項5】 請求項1に記載の多極型BAWフィルタにおいて、前記第一のSCFの前記第一の端末が前記第一の対のポートのうちの前記第一のポートと結合し、前記第一のSCFの前記第三の端末が前記第二の導線で第一のノードと結合し、前記第一のSCFの前記第二の端末が前記少なくとも一つのBAW共振器の第一の端末と結合し、前記多極型BAWフィルタが更に第二のSCFを有し、前記第二のSCFが前記少なくとも一つのBAW共振器の第二の端末と結合した第一の端末を有し、前記第二のSCFが前記第一の対のポートの前記第二のポートと結合した第二の端末を有し、前記第二のSCFがまた、前記第二の導線の第二のノードと結合した第三の端末をも有し、前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子が、第一のインピーダンス反転素子と第二のインピーダンス反転素子とを含み、前記第一のインピーダンス反転素子が、前記第一のSCF前記第二の端末と前記少なくとも一つのBAW共振器の前記第一の端末との間の前記第一の導線に結合した第一の端末を有し、前記第二のインピーダンス反転素子が、前記少なくとも一つのBAW共振器の前記第二の端末と前記第二のSCFの前記第一の端末との間の前記第一の導線に結合した第一の端末を有することを特徴とする前記多極型BAWフィルタ。

【請求項6】 請求項5に記載の多極型BAWフィルタにおいて、前記少なくとも一つの誘導素子が前記第一のSCFの前記第二の端末と、前記少なくとも一つのBAW共振器の前記第一の端末との間の前記第一の導線に結合した第一の端部を有し、前記少なくとも一つの誘導素子がまた、前記少なくとも一つのBAW共振器の前記第二の端末と、前記第二のSCFの前記第一の端末との間の前記第一の導線に結合した第二の端部をも有し、前記第一のインピーダンス反転素子が、前記第二の導線の第三のノードと結合した第二の端末を有し、前記第三のノードが前記第一のノードと第二のノードとの間に挿置さ

れていて、前記第二のインピーダンス反転素子が、前記第三のノードと前記第二のノードとの間の前記第二の導線に結合した第二の端末を有することを特徴とする前記多極型BAWフィルタ。

【請求項7】 前記第一のSCFと第二のSCFとが、更なるインピーダンス反転素子として機能する等価並列静電容量を有することを特徴とする請求項5に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項8】 前記第一のSCFが、前記中心周波数 $f_c$ にはほぼ等しい周波数で第二高調波共振を生み出すように同調されることを特徴とする請求項1に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項9】 前記少なくとも一つのBAW共振器と前記第一のSCFの各々が音響ミラー構造を含むことを特徴とする請求項1に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項10】 前記第一のSCFが、インピーダンス反転素子として機能する等価並列静電容量を有することを特徴とする請求項1に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項11】 前記少なくとも一つの誘導素子が、多極型BAWフィルタの中心周波数 $f_c$ で共振を生み出し、前記少なくとも一つの誘導素子を含まないフィルタの通過帯域の帯域幅に比べて広い帯域幅を通過帯域レスポンスに持たせるように機能することを特徴とする請求項1に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項12】 前記複数のインピーダンス反転素子の各々がコンデンサを含むことを特徴とする請求項1に記載の多極型BAWフィルタ。

【請求項13】 バルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、

第一の基板と、

前記第一の基板上に配置された第一の導電層と、

前記第一の基板上に配置された第一の接点パッドと、

前記第一の基板上に配置された第二の接点パッドと、

前記第一の基板上に配置された少なくとも一つのBAW共振器であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合している前記少なくとも一つのBAW共振器と、

前記第一の基板上に配置され少なくとも一つの積層型結晶フィルタ(SCF)であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合している前記少なくとも一つのSCFであって、前記第一の導電層と結合している第一の端末を有する前記少なくとも一つのSCFと、

第二の基板と、

前記第二の基板上に配置され、前記第一の導電層と結合している第二の導電層と、

前記第二の基板上に配置された少なくとも一つの誘導子であって、前記少なくとも一つのBAW共振器と並列に結合している前記少なくとも一つの誘導子と、

前記第二の基板上に配置された少なくとも一つのインピ

ーダンス反転素子であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合した第一の端末を有し、前記第二の導電層と結合した第二の端末をも更に有する前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子と、を有することを特徴とする前記バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項14】 前記第二の基板が前記第一の基板一面に配置されていることを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項15】 請求項13に記載の多極型BAWフィルタにおいて、前記少なくとも一つのBAW共振器が第一のBAW共振器と第二のBAW共振器とを含み、前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子が第一のインピーダンス反転素子と第二のインピーダンス反転素子とを含み、前記少なくとも一つの誘導子が第一の誘導子と第二の誘導子とを含み、前記第一のBAW共振器と前記第一のインピーダンス反転素子の各々が前記第一の接点パッドと結合したそれぞれの第一の端末を有し、前記第一のBAW共振器がまた、前記少なくとも一つのSCFの第二の端末と結合した第二の端末をも有し、前記第二のBAW共振器が、前記少なくとも一つのSCFの第三の端末と結合した第一の端末を有し、前記第二のBAW共振器がまた、前記第二の接点パッドと結合した第二の端末をも有し、前記第二のインピーダンス反転素子が、前記第二の接点パッドと結合した第一の端末を有し、前記第二の誘導子が前記第一のBAW共振器と並列に接続して、前記第二の誘導子が前記第二のBAW共振器と並列に接続していることを特徴とする前記多極型BAWフィルタ。

【請求項16】 前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子がコンデンサを含むことを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項17】 前記第二の導電層と結合した複数の導電接点を更に有し、前記複数の接点が前記第二の導電層をアースと結合するためのものであり、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとは外部の回路構成と結合するためのものであることを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項18】 前記第一の導電層が、前記第一の接点パッドと、前記第二の接点パッドと、前記少なくとも一つのBAW共振器と、前記少なくとも一つのSCFとを少なくとも部分的に取り囲むことを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項19】 前記第二の導電層が、前記少なくとも一つの誘導子と前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子を少なくとも部分的に取り囲むことを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項20】 前記第一の導電層と第二の導電層、並びに、前記第一の基板と第二の基板とによって、環境の汚染物質が、前記少なくとも一つのBAW共振器と、前

記少なくとも一つのSCFと、前記第一及び第二の接点パッドと、前記少なくとも一つの誘導子と、前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子と接触することを阻止することを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項21】 前記少なくとも一つの誘導子のはんだ付け用突起部によって前記少なくとも一つのBAW共振器と結合することを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項22】 前記第一の基板と第二の基板のうちの少なくとも一方が、Si、GaAs、ガラス、又はセラミック材料の中の一つを有することを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項23】 少なくとも第一の誘導子の一部が前記第一のBAW共振器の上方に位置し、少なくとも第二の誘導子の一部が前記第二のBAW共振器の上方に位置することを特徴とする請求項15に記載のBAWフィルタ。

【請求項24】 第一のインピーダンス反転素子が、前記第一のBAW共振器が配置されている平面の上方にある平面に配置され、第二のインピーダンス反転素子が、前記第二のBAW共振器が配置されている平面の上方にある平面に配置されていることを特徴とする請求項23に記載のBAWフィルタ。

【請求項25】 少なくとも一つの誘導子が渦巻コイルを含むことを特徴とする請求項13に記載のBAWフィルタ。

【請求項26】 バルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第一の基板と、  
前記第一の基板上に配置された第一の導電層と、  
前記第一の基板上に配置された第一の接点パッドと、  
前記第一の基板上に配置された第二の接点パッドと、  
前記第一の基板上に配置された少なくとも一つのBAW共振器であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合している前記少なくとも一つのBAW共振器と、  
前記第一の基板上に配置され少なくとも一つの積層型結晶フィルタ(SCF)であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合している前記少なくとも一つのSCFであって、前記第一の導電層と結合している第一の端末をも有する前記少なくとも一つのSCFとを有することを特徴とするバルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項27】 請求項26に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第二の基板と、  
前記第二の基板上に配置され、前記第一の導電層と結合している第二の導電層と、  
前記第二の基板上に配置された少なくとも一つの誘導子

であって、前記少なくとも一つのBAW共振器と並列に結合している前記少なくとも一つの誘導子と、  
前記第二の基板上に配置された少なくとも一つのインピーダンス反転素子であって、前記第一の接点パッドと第二の接点パッドとの間で直列に結合した第一の端末を有し、前記第二の導電層と結合した第二の端末をも更に有する前記少なくとも一つのインピーダンス反転素子と、  
を更に有することを特徴とする前記バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項28】 バルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第一の基板と、  
前記第一の基板上に配置された第一の導電層と、  
前記第一の基板上に配置された複数の誘導子であって、その各々が、それぞれの第一の端末と第二の端末とを有する前記誘導子と、  
前記第一の基板上に配置された複数のインピーダンス反転素子であって、その各々が、それぞれの第一の端末と第二の端末とを有する前記インピーダンス反転素子とを有し、該インピーダンス反転素子のそれぞれの第一の端末が該誘導子のそれぞれの第一の端末端部と結合し、該インピーダンス反転素子のそれぞれの第二の端末が第一の導電層と結合していることを特徴とするバルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項29】 請求項28に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第一の複数の電氣的接点であって、その個々の接点が該誘導子のそれぞれの第二の端末端部と結合している前記第一の複数の電氣的接点と、  
第二の複数の電氣的接点であって、その個々の接点が該誘導子のそれぞれの第一の端末端部と結合し、該インピーダンス反転素子のそれぞれの第一の端末と結合している前記第二の複数の電氣的接点と、  
第三の複数の電氣的接点であって、その個々の接点が前記第一の導電層と結合している前記第三の複数の電氣的接点とを更に有することを特徴とする前記バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項30】 請求項28に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第二の基板と、  
前記第二の基板上に配置された第二の導電層と、  
前記第二の基板上に配置された複数の接点パッドと、  
前記第二の基板上に配置された複数のBAW共振器であって、その各々の共振器が前記接点パッド間で直列に結合され、また、前記誘導子のそれぞれの第二の端末端部とも結合している前記複数の前記BAW共振器と、  
前記第二の基板上に配置された少なくとも一つの積層型結晶フィルタ(SCF)であって、前記接点パッド間で直列に結合され、また、前記第二の導電層と結合した第一の端末を有する前記少なくとも一つのSCFとを更に有

し、該接点パッドの個々のパッドがインピーダンス反転素子のそれぞれの素子の第一の端部と該誘導子のそれぞれの第一の端部と結合していることを特徴とする前記バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項31】 請求項30に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第一の複数の電氣的接点であって、その各々の接点が誘導子のそれぞれの第二の端部と前記BAW共振器のそれぞれの第二の端部との間で結合している前記第一の複数の電氣的接点と、  
第二の複数の電氣的接点であって、そのそれぞれの接点が該誘導子のそれぞれの第一の端部と該インピーダンス反転素子のそれぞれの第一の端部とを該接点パッドのそれぞれに結合する前記第二の複数の電氣的接点と、  
第三の複数の電氣的接点であって、その個々の接点がアースと結合するために前記第一の導電層と結合している前記第三の複数の電氣的接点とを更に有することを特徴とする前記バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項32】 第一の複数の電氣的接点が該BAW共振器の厚さより大きい厚さを有することを特徴とする請求項31に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項33】 該誘導子の個々の誘導子が、該誘導子が結合しているBAW共振器のそれぞれの共振器の上方に位置していることを特徴とする請求項31に記載のバルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項34】 多極型バルク弾性波(BAW)フィルタにおいて、  
第一の対のポートと、  
第二の対のポートと、  
前記第一の対のポート間で結合した少なくとも一つのBAW共振器と、  
前記第一の対のポート間で結合した少なくとも一つの積層型結晶フィルタ(SCF)であって、前記第二の対のポート間で結合した端部を有し、また、少なくとも一つの集中素子等価素子をも有する前記少なくとも一つのSCFと、  
少なくとも一つのインピーダンス反転手段であって、その各々の手段が、前記第一の対のポート間で結合した第一の端部と、前記第二の対のポート間で結合した第二の端部とを有する前記少なくとも一つのインピーダンス反転手段と、  
少なくとも一つの同調素子であって、前記少なくとも一つのBAW共振器と並列に結合し、少なくとも一つの同調素子を含まない別のフィルタの通過帯域の帯域幅に比べてより広い帯域幅を該多極型BAWフィルタの通過帯域に持たせるために多極型BAWフィルタのほぼ中心周波数 $f_c$ で共振を生み出す前記少なくとも一つの同調素子とを有し、  
前記少なくとも一つの集中素子等価素子と前記少なくとも一つのインピーダンス反転手段とが、前記多極型(B

AW)フィルタの終端接続インピーダンスを第一のインピーダンスから第二のインピーダンスへ変換するように機能することを特徴とする多極型バルク弾性波(BAW)フィルタ。

【請求項35】 該多極型BAWフィルタが、別のフィルタに含まれるような素子の数に比べて少ない数のインピーダンス反転手段と同調素子を含むことを特徴とする請求項34に記載の多極型BAWフィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はフィルタに関し、特に本発明は、バルク弾性波(BAW)共振器、積層型結晶フィルタ(SCF)装置を含むフィルタ並びにフィルタ通過帯域特性を制御するための受動素子に関する。

【0002】

【従来の技術】バルク弾性波(BAW)共振器装置(“薄膜バルク弾性波共振器(FBARS)”)としても当業で知られている)を含むモノリシック・フィルタの製造が知られている。現在、主として二つの公知のタイプのバルク弾性波装置、すなわち、BAW共振器と積層型結晶フィルタ(SCF)とがある。BAW共振器とSCFとの間の一つの違いはそれぞれの装置の構造に含まれる層の数である。例えば、BAW共振器は通常二つの電極と、二つの電極間に配置されている単一圧電層とを含んでいる。圧電層とそれぞれの装置の基板との間に一つ以上の膜層が用いられる場合もある。これと対照的に、通常SCF装置には、二つの圧電層と三つの電極が含まれる。SCF装置では、二つの圧電層の中の第一の圧電層が三つの電極の中の第一の下部電極と三つの電極の中の第二の中央電極との間に配置され、該圧電層の中の第二の圧電層が、三つの電極の中の中央電極と第三の上部電極との間に配置されている。中央電極は一般に接地電極として使用される。

【0003】BAW共振器はある周波数で並列共振と直列共振を生み出すが、この周波数は、装置(他の要因に加えて、装置内で用いるタイプの層と他の材料が含まれる)を構成するために使用される圧電材料の圧電係数の関数である量だけ異なる。例えば、共振器の圧電層の厚さに対する共振器の膜層の厚さの比率が大きいBAW共振器については、共振器の並直列共振の間の周波数の差は小さい。電極と圧電層とを含むが、膜層を含まないBAW共振器については、装置の並直列共振の間の周波数の差は大きい。また、BAW共振器の並直列共振間の周波数の差は用いる動作周波数に依存する。例えば、1GHzで動作している共振器の並直列共振の間に30MHzの周波数の差がある場合、この共振器が2GHzで動作しているとき(共振器層の相対的厚さが各々の場合に同じであると仮定して)、これらの共振の間には60MHzの周波数の差が生じるであろう。

【0004】BAW共振器は、種々のトポロジーを有す

る帯域通過フィルタで用いられることが多い。例えば、BAW共振器を含むフィルタは、はしご形トポロジを持つように構成される場合が多い。本説明のために、主としてBAW共振器で構成されるはしご形フィルタを“BAWはしご形フィルタ”とも呼ぶことにする。はしご形フィルタの設計については、「GPSのための薄膜バルク弾性波フィルタ」(K. M. Lakin他(Lakin)、IEEE超弾性波シンポジウム、1992年、p. 471~476)という名称の刊行物に記載がある。この刊行物に記載されているように、BAWはしご形フィルタは、一つ以上のBAW共振器がフィルタ内で直列接続され、一つ以上のBAW共振器がフィルタ内で分路(または並列)接続されるように構成されるのが通常である。二つのBAW共振器42と43を含む典型的なBAWはしご形フィルタ41を図8dに示す。二つの直列接続されたBAW共振器43と45と、二つの分巻接続されたBAW共振器42と46とを含むもう一つの典型的な(単一)BAWはしご形フィルタ44を図8fに示す。BAWはしご形フィルタ44の等価回路を図8hに示す。更にもう一つの典型的なBAWはしご形フィルタ47を図8iに示す。このフィルタ47は“バランス型”トポロジを備えており、図8fのフィルタ44に類似しているが、共振器48とBAW共振器49も含まれる。このフィルタ47の等価回路を図8jに示す。

【0005】BAWはしご形フィルタは、直列接続された共振器(“直列共振器”とも呼ばれる)が、それぞれのフィルタの所望の(すなわち“設計”)中心周波数にほぼ等しいか又はその近辺の周波数で直列共振を得られるように通常設計される。同様に、BAWはしご形フィルタは、分路接続された共振器(“分路共振器”又は“並列共振器”とも呼ばれる)が、それぞれのフィルタの所望の中心周波数にほぼ等しいか又はその近辺の周波数で並列共振を得られるように設計される。

【0006】例えば、BAWはしご形フィルタによって、BAW共振器の圧電層を形成する使用材料の種類と、BAW共振器の積層のそれぞれの厚さとの関数である帯域幅を有する通過帯域が生じる。通常、BAWはしご形フィルタの直列接続されたBAW共振器は、フィルタの分路接続された共振器より薄い積層を持つように製造される。その結果、直列接続されたBAW共振器によって得られる直並列共振は、分路接続されたBAW共振器によって得られる直並列共振周波数よりいくぶん高い周波数で発生する(もっとも、各々の直列接続されたBAW共振器の直列共振が周波数スペクトルの所望のフィルタ中心周波数の近辺の周波数でもやはり生じるが)。BAWはしご形フィルタでは、直列接続されたBAW共振器によって生じた並列共振によって、フィルタはフィルタの通過帯域の上部エッジすなわちスカートの上方にノッチを示し、また、分巻接続されたBAW共振器によって生じた直列共振によって、フィルタはフィルタの通

過帯域の下部エッジの下方にノッチを示す。これらのノッチは、直列接続され分路接続されたBAW共振器の音響的及び電気的損失の関数である“深さ”を有する(すなわち、ノッチ深さは分路及び直列BAW共振器のQファクタの関数である)。

【0007】直列接続され分路接続されたBAW共振器の積層の厚さの差は、装置の製造中に形成することができる。例えば、BAW共振器が一つまたはそれ以上の膜層を含む場合、装置が完全に製造された後、分路接続された装置が直列接続された共振器より厚い積層を持つように、分路接続された装置の膜層に適当な材料と厚さの追加層を製造中に加えてもよい。もう一つの例として、分路共振器より薄い圧電層を持つように直列共振器を製造することもでき及び/又は直列共振器の上部電極の厚さを上部電極層の成膜後適当な方法を用いて選択量だけ減らすことができる。これらの工程にはマスキング層の利用を必要とする。BAWはしご形フィルタの直列接続されたBAW共振器によって生じる並列共振によって、フィルタがフィルタの通過帯域の上部エッジすなわちスカートの上方にノッチを示し、BAWはしご形フィルタの分路接続されたBAW共振器によって得られた直列共振によってフィルタがフィルタの通過帯域の下部エッジの下方にノッチを示すので、フィルタの最大の達成可能な帯域幅は直列接続された共振器の並列共振周波数と、分路接続された共振器の直列共振周波数との間の周波数の差によって画定されるということをご理解いただければよい。例えば、直列接続されたBAW共振器と分巻接続されたBAW共振器とを含むBAWはしご形フィルタを考えていただきたい。直列接続されたBAW共振器が、947MHzの直列共振周波数と980MHzの並列共振周波数を持つものと仮定し、分巻接続されたBAW共振器が947MHzの並列共振周波数と914MHzの直列共振周波数を持つものと仮定する。この例では、BAWはしご形フィルタの帯域幅は周波数980MHzと914MHzとの間の差によって画定される。

【0008】BAWはしご形フィルタの性能は図4bに図示のBAW共振器の集中素子等価回路を見ると更によく理解できる。この等価回路には、直列接続された、等価インダクタンス( $L_m$ )、等価静電容量( $C_m$ )、等価抵抗( $R$ )、並びに並列寄生静電容量( $C_o$ )が含まれる。BAW共振器の直列共振は等価インダクタンス( $L_m$ )と等価静電容量( $C_m$ )とによって生じる。BAW共振器の直列共振周波数でBAW共振器のインピーダンスは低くなる(すなわち、装置に損失がない理想的な場合、BAW共振器は短絡のように機能する)。この直列共振周波数より下の周波数では、BAW共振器のインピーダンスは容量性を持つ。BAW共振器の直列共振周波数より高いが、装置の並列共振周波数(この並列共振は等価静電容量( $C_o$ )から結果として生じる)より低い周波数では、BAW共振器のインピーダンスは誘導



性を持つ。また、BAW共振器の並列共振周波数より高い周波数では、装置のインピーダンスは再び容量性を持ち、装置の並列共振周波数では、BAW共振器のインピーダンスは高くなる（すなわち、理想的な場合、インピーダンスは無限となり、装置は並列共振周波数における開回路に似る）。

【0009】図4bに図示の回路と類似した等価回路を有する二つのBAW共振器（例えば分路BAW共振器と直列BAW共振器）がBAWはしご形フィルタで用いられている典型的な場合については、フィルタの最低共振周波数は分路BAW共振器の直列共振が生じる共振周波数である。この周波数で、BAWはしご形フィルタの入力は効果的に接地へ短絡され、それによってBAWはしご形フィルタの周波数レスポンスはフィルタの通過帯域の下方にディープノッチを示す。BAWはしご形フィルタの次に最も高い共振周波数は、直列BAW共振器の直列共振周波数と、分路BAW共振器の並列共振周波数である。これらの共振周波数は、BAWはしご形フィルタの通過帯域周波数の範囲内にあり、周波数スペクトルのBAWはしご形フィルタの所望の中心周波数で又はその近辺で配置される。分路BAW共振器の並列共振周波数では、分路BAW共振器は開回路のように振る舞い、直列BAW共振器の直列共振周波数では、直列BAW共振器は短絡のように振る舞う（したがってBAWはしご形フィルタの入出力ポート間に低損失の接続が行われる）。その結果、BAWはしご形フィルタの中心周波数にはほぼ等しい周波数を持つ信号がBAWはしご形フィルタの入力に印加された場合、フィルタの入出力間でフィルタ回路を通過するとき信号は最小の挿入損を受ける（すなわち低損失に出会う）。

【0010】BAWはしご形フィルタの最高共振周波数とは、直列接続されたBAW共振器が並列共振を生み出す周波数である。この周波数で、直列BAW共振器は開回路のように振る舞い、分路BAW共振器はコンデンサのように振る舞う。その結果、フィルタの入出力は相互に効果的に減結合され、フィルタの周波数レスポンスにはフィルタの通過帯域下方にディープノッチが含まれる。

【0011】同調素子を含まないBAWはしご形フィルタの周波数レスポンスには、通常ディープノッチと、急勾配の上部及び下部通過帯域エッジ（すなわち、スカート）がある。しかし、遺憾ながら、これらのタイプのはしご形フィルタは不十分な阻止帯域減衰（すなわち帯域外拒絶）特性を示す傾向がある。ディープノッチ、急勾配の通過帯域エッジ及び貧弱な阻止帯域減衰を示し、かつ、四つのBAW共振器を含むが同調素子は含まないBAWはしご形フィルタ（図8fのフィルタ44aのような）の測定周波数レスポンスの一例を図9に示す。

【0012】図8dのBAWはしご形フィルタ41のもう一つの典型的な周波数レスポンスが図8eに図示されている。BAWはしご形フィルタ41によって図8eの周波数レスポンスが生じるが、この場合、1）共振器43と42とが、以下のそれぞれの表1と表2にリストされた層を含み、2）共振器43と42の層が厚さを持ち、それぞれの表1と2にリストされた材料を含み、3）フィルタ41が50Ω末端間で接続され、4）フィルタ41は同調素子を含まないという3点が前提としてある。

【0013】

【表1】

表 1 直列BAW共振器 (43, 45)		表 2 分路BAW共振器 (42, 46)	
層		層	
上部電極：モリブデン (Mo)	308 nm	上部電極：モリブデン (Mo)	308 nm
圧電層：酸化亜鉛 (ZnO)	2147 nm	圧電層：酸化亜鉛 (ZnO)	2147 nm
下部電極：モリブデン (Mo)	308 nm	下部電極：モリブデン (Mo)	308 nm
第一の膜層： 二酸化珪素(SiO <sub>2</sub> )	90 nm	第一の膜層： 二酸化珪素(SiO <sub>2</sub> )	90 nm
		第二の膜層：(SiO <sub>2</sub> )	270 nm
上部電極の面積	225 $\mu$ m * 225 $\mu$ m	上部電極の面積	352 $\mu$ m * 352 $\mu$ m

【0014】表1と表2を見てわかるように、BAW共

振器42には二つの膜層が含まれ、BAW共振器43に

は単一の膜層しか含まれない。共振器42に二つの膜層を用いたことによって、上に説明したように、共振器42によって生じる共振周波数は、直列接続された共振器43によって生じる共振周波数より低くなる。

【0015】フィルタに追加のBAW共振器を内蔵することによって及び／又はフィルタの直列接続されたBAW共振器の面積に対する、フィルタの分路接続されたBAW共振器の面積の比率が大きくなるようにフィルタを構成することによって、BAWはしご形フィルタが与える阻止帯域減衰レベルを大きくすることが可能である。図8gには、(フィルタ41より多い数の共振器を含む)フィルタ44の典型的な“シミュレーションによる”周波数レスポンスが図示されているが、この場合、1)共振器43と45が、表1にリストされた厚さと材料を持つ層を含み、2)共振器42と46が表2にリストされた厚さと材料を持つ層を含み、3)フィルタ44が同調素子を含まないという3点が前提としてある。

【0016】図8eと8gを見るとわかるように、帯域外周波数でフィルタ44が与える減衰度は、二つのBAW共振器しか含まないフィルタ41が与える減衰レベルよりいくぶん改善される。しかし、遺憾ながら、フィルタ中に追加のBAW共振器を用いたことによってフィルタの外形寸法が大きくなり、フィルタの挿入損のレベルに望ましくない増加が生じる可能性がある。これはまた、フィルタの並列接続されたBAW共振器が直列共振器より広い面積を持つように製造されている場合にも当てはまる。更に、フィルタの通過帯域レスポンスの改善を企てるような方策がたとえとられたとしても、フィルタが与える阻止帯域減衰レベルは、アプリケーションによっては不十分な場合もある。

【0017】図8eと図8gに図示のように、それぞれのフィルタ41と44の通過帯域の中心周波数は、周波数スペクトルの約947.5MHzで配置され、フィルタ41と44のそれぞれによって生じる最小通過帯域の帯域幅はほぼ25MHzである。当業者であればご承知のように、これらの周波数レスポンス特性はGSM受信機で用いられるフィルタに要求される。

【0018】BAW共振器がよく用いられるもう一つのタイプのフィルタは多極型フィルタである。多極型フィルタは、直列接続されたBAW共振器か並列接続されたBAW共振器のいずれかを通常有する(もともと、個別素子共振器や水晶共振器などのような他の適当なタイプの共振器を用いることもできるが)。直列接続された共振器を含む多極型フィルタには、隣接する共振器間で結合された受動素子、(特に、インピーダンス反転素子)が通常含まれる。逆に、並列接続された共振器を含む多極型フィルタには、隣接する共振器間で結合されたアドミタンス反転素子が含まれることが多い。

【0019】インピーダンス反転素子によって、回路の終端接続インピーダンス $Z_b$ はインピーダンス $Z_a$ へ変

換される。すなわち、

$$Z_a = K^2 / Z_b$$

ここで、 $K$ はインピーダンス反転素子を表す反転パラメータを示す。

【0020】アドミタンス反転素子によって、回路の終端接続コンダクタンス $Y_b$ はコンダクタンス $Y_a$ へ変換される。すなわち、

$$Y_a = J^2 / Y_b$$

ここで、 $J$ はアドミタンス反転素子を表す反転パラメータを示す。

【0021】マイクロ波回路では、インピーダンス反転素子として種々の素子を用いることができる。例えば、伝送路の四分の一波長(伝送路の中心周波数で)を用いることによって単純なインピーダンス反転素子を実現することができる。この装置については伝送路の特性インピーダンスが装置の反転パラメータである。

【0022】「モノリシック薄膜共振器技術の最近の進歩」(M. M. Driscoll他著(Driscoll)、超弾性波シンポジウム、1986年、p. 365~369)という名称の刊行物に、直列構成で接続されたBAW共振器と、接地とそれぞれの対のBAW共振器との間で配置されたそれぞれのノードとの間でそれぞれ接続されたいくつかのインピーダンス反転素子(特に誘導子)を含む多極型フィルタに関する開示が行われている。

【0023】多極型フィルタ52の一例を図10aに図示する。フィルタ52は、共振器 $X_1$ 、 $X_2$ 、 $X_3$ 及びインピーダンス反転回路51a~51dを有する。共振器 $X_1$ 、 $X_2$ 、 $X_3$ は、 $X_1(\omega)$ 、 $X_2(\omega)$ 、 $X_3(\omega)$ で表されるそれぞれのインピーダンスを備えていて、 $X_j(\omega) = \omega L_{j-1} / \omega C_j$ である。ここで、 $L_j$ はそれぞれの共振器の等価インダクタンスを表し、 $C_j$ は、それぞれの共振器の等価静電容量を表し、また、ここで、 $L_j$ はそれぞれの共振器の等価インダクタンスを表し、 $C_j$ はそれぞれの共振器の等価静電容量を表し、 $\omega = 2\pi f$ である。フィルタ52はまた、 $R_a$ と $R_b$ によって表される終端接続インピーダンスを備えている。

【0024】インピーダンス反転回路51aのインピーダンス反転パラメータは $K_{01}$ に等しく、 $K_{01}$ は式(1)によって表される。

【0025】

【数1】

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Ra(Rsp)_{1w}}{g_0 g_1}} \quad (1)$$

【0026】インピーダンス反転回路51bと51cのインピーダンス反転パラメータは、それぞれ $K_{j, j+1}$ に等しく、 $K_{j, j+1}$ は式(2)によって表される。

【0027】

【数2】

$$K_{j,j+1} = \sqrt{\frac{(Rsp)_j (Rsp)_{j+1} w}{g_j g_{j+1}}} \quad (2)$$

【0028】同様に、インピーダンス反転回路51dのインピーダンス反転パラメータは $K_{n,n+1}$ に等しく、式(3)によって表される。

【0029】

【数3】

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Rb (Rsp)_{n+1} w}{g_n g_{n+1}}} \quad (3)$$

【0030】上式(1~3)の各々において、変数(Rsp)によって、個々の共振器X1、X2、X3の誘導リアクタンス勾配パラメータが画定される。例えば、共振器の誘導リアクタンス勾配パラメータ(Rsp)<sub>j</sub>は

式(4)によって表される。

【0031】

【数4】

$$(Rsp)_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0} \quad (4)$$

【0032】前述の式(1~4)で、項 $\omega$ は角周波数変数を表し、項 $\omega_0$ は特定の角周波数を表し、項 $w$ は分数帯域幅を表し、項 $g_n, g_{n+1}, g_0, g_1, g_j, g_{j+1}$ はフィルタ52のインピーダンス反転回路51a~51dの正規化された静電容量またはインダクタンス値を表し、RaとRbはフィルタ52の終端接続インピーダンスを表し、項 $dX_j(\omega)/d\omega$ は周波数 $\omega=2\pi f$ に対する共振器の誘導リアクタンス勾配(すなわち、共振器( $\omega_0=2\pi f_0$ )の中心周波数における共振器のインピーダンスの微分係数)である。

【0033】インピーダンス反転回路51a~51dでは、例えば、図11aと11bの回路53と54にそれぞれ含まれるインピーダンス反転素子と類似したインピーダンス反転素子がそれぞれ含まれてもよい。すなわち、インピーダンス反転回路51a~51dの各々は、図11aに図示されているような誘導子L1~L3や図11bに図示されているようなコンデンサC1~C3を有してもよい。図11aの回路53には、誘導子L1~L3の各々は好適には同じ(絶対)インダクタンス値を持つことが望ましいものの、各々の直列誘導子L1とL2のインダクタンス値(-Lによって表される)は好適には負であることが望ましく、その一方で分路誘導子L3のインダクタンス値は好適には正(+Lによって表される)であることが望ましい。また、回路53の中の一つ以上の回路がフィルタで用いられる場合、回路53の中の一つの誘導子L1~L3のインダクタンス値は、フィルタに含まれる回路53の中他の回路の誘導子L1~L3のインダクタンス値とは異なるものであってもよい。誘導子L1~L3のインダクタンス値(L)は、式 $K=\omega L$ を利用して計算することもできる。ただしKは回路53のインピーダンス反転パラメータを表す。

【0034】図11bの回路54で、コンデンサC1~C3の各々は好適には同じ(絶対)静電容量値を持つことが望ましいものの、各々の直列コンデンサC1とC2

の静電容量値(-Cによって表される)は好適には負であることが望ましく、その一方で分路コンデンサC3の静電容量値は好適には正(+Cによって表される)であることが望ましい。また、回路54の中の一つ以上の回路がフィルタで用いられる場合、回路54の中の一つのコンデンサC1~C3の静電容量値は、フィルタに含まれる回路54の中他のコンデンサC1~C3の静電容量値とは異なるものであってもよい。コンデンサC1~C3の静電容量値(C)は、式 $K=1/\omega C$ を利用して計算することもできる。ただしKは回路54のインピーダンス反転パラメータを表す。

【0035】図10aの多極型フィルタ52のインピーダンス反転回路51a~51dの中で回路53を用いる場合、あたかも誘導子L1とL2(負のインダクタンス値(-L)を持つ)とが共振器X1~X3の中に実際に“含まれている”かのように回路52は作動する。フィルタ52のインピーダンス反転回路51a~51dの各々の中で回路54を用いる場合については、あたかもコンデンサC1とC3(負のインダクタンス値(-C)を持つ)とが共振器X1~X3の中に実際に“内蔵されている”かのように回路52は作動する。多極型フィルタの共振器中の誘導子やコンデンサの“事実上の内蔵”については図10bに図示の多極型フィルタ52'の説明に関連して以下に更に説明する。

【0036】参照図10bには多極型フィルタ52'が図示されている。共振器X1とX2(便宜上、共振器X3は図10bに図示していない)が誘導子とコンデンサを含むように図示されているという点を除いて、フィルタ52'は図10aのフィルタ52と類似している。特に、共振器X1は、誘導子L1'とコンデンサC1'を含むように図示されており、共振器X2は誘導子L2'とコンデンサC2'を含むように図示されている。

【0037】回路53が、図10bの多極型フィルタ52'用インピーダンス反転回路51a~51dとして用

いられる場合、回路53の誘導子 $L_1$ と $L_2$ （該誘導子は負のインダクタンス値（ $-L$ ）を有する）がフィルタ52'の共振器に実際に“内蔵されている”かのように、フィルタ52'は作動する。特に、一例として挙げると、フィルタ52'内の共振器 $X_1$ と接続したインピーダンス反転回路51aと51b用として回路53を採用することによって等価インダクタンスが生じるが、この等価インダクタンスは、共振器 $X_1$ の誘導子 $L_1$ 'のインダクタンス値と、インピーダンス反転回路51bと51aの誘導子 $L_1$ と $L_2$ のインダクタンス値との組み合わせられた値である。この等価インダクタンスは、値 $L_{eqv}$ を有し、 $L_{eqv} = L_{L1} - L - L$ である。但し、 $L_{L1}$ は誘導子 $L_1$ 'のインダクタンス値を表し、 $-L$ は個々の誘導子 $L_1$ と $L_2$ のインダクタンス値を表す。この関係は、式 $L_{eqv} = L_{L1} - \omega / K_{01} - \omega / K_{12}$ によって特徴づけることができる。ここで、 $\omega$ は周波数を表し、 $K_{01}$ は回路51aのためのインピーダンス反転パラメータを表し、 $K_{12}$ は回路51bのためのインピーダンス反転パラメータを表す。

【0038】フィルタの共振器が類似共振周波数を示すように製造されている場合、回路51a～51dのようなフィルタ内のインピーダンス反転回路の内蔵によって共振器はいくぶん異なる共振周波数を示す。

【0039】一つの誘導子と一つのコンデンサを備えた直列共振器（ $X_1 \sim X_3$ のような共振器）のリアクタンス $X(\omega)$ を表すカーブ（CV1）が図11cに図示されている。カーブ（CV2）は、分路コンデンサと結合している類似共振器のリアクタンスを表す。各々の場合についての共振器の直列共振は（SR）によって表され、分路コンデンサと結合した共振器の並列共振は（PR）によって表される。図11cを見てわかるように、直列共振器のリアクタンスカーブと、分路コンデンサと結合している直列共振器の誘導リアクタンスカーブとは、共振器の直列共振の周波数でほぼ互いに似ている。フィルタ52'と類似してはいるが図10bの共振器 $X_1$ 、 $X_2$ 、 $X_3$ 用BAW共振器を含むフィルタでは、この構成によってフィルタが狭い通過帯域の帯域幅を生じる可能性がある。このことは、フィルタの中心周波数（この周波数によって共振器の並列共振周波数の増加が生じる）近辺での分路コンデンサの影響を相殺するためフィルタに外部コイルが用いられていない場合には特に当てはまる。

【0040】図10bの多極型フィルタ52'用のインピーダンス反転回路51a～51dとして回路54を用いる場合、回路54のコンデンサ $C_1$ と $C_3$ の静電容量値（ $-C$ ）と、フィルタ52'のコンデンサ $C_1$ '、 $C_2$ 'などの種々のコンデンサの静電容量値との組み合わせから結果として生じる等価静電容量がフィルタ52'に与えられる。例えば、フィルタ52'内で共振器 $X_1$ と接続したインピーダンス反転回路51aと51b用と

して回路54を採用することにより、それぞれ、共振器 $X_1$ のコンデンサ $C_1$ 'の静電容量値と、インピーダンス反転回路51bと51aのコンデンサ $C_1$ と $C_3$ の静電容量値（ $-C$ ）との組み合わせとして与えられる等価静電容量が生じる。この等価静電容量は値 $C_{eqv}$ を持ち、 $C_{eqv} = C_{C1} - C - C$ である。 $C_{C1}$ はコンデンサ $C_1$ 'の静電容量値を表し、 $-C$ は個々のコンデンサ $C_1$ と $C_2$ の静電容量値を表す。この関係は式 $C_{eqv} = C_{C1} - \omega / K_{01} - \omega / K_{12}$ によって特徴づけることができる。ここで、 $\omega$ は周波数を表し、 $K_{01}$ は回路51aのインピーダンス反転パラメータを表し、 $K_{12}$ は回路51bのためのインピーダンス反転パラメータを表す。

【0041】図10bに図示するようなフィルタは、好適にはまずフィルタの共振器の層の厚さと面積を選択することによって設計することが望ましい。これらの厚さと面積とは、共振器が所望の周波数で共振するように選択される。その後、フィルタのインピーダンス反転パラメータの値（ $K_j$ 、 $K_{j+1}$ など）が計算されるように、等価回路素子の値（ $L_n$ 、 $C_n$ 、 $C_0$ など）は計算される。これらのインピーダンス反転パラメータの値は、フィルタ内で与えられる等価静電容量値及び／又は等価インダクタンス値に影響を与えるので、共振器層の厚さ／面積のみならず、等価回路素子の計算された値（ $L_n$ 、 $C_n$ 、 $C_0$ など）をいくぶん修正して、共振器が所望の周波数で共振できるように必要がある。

【0042】直列接続されたBAW共振器56～58を含み、インピーダンス反転素子として機能するコンデンサ $C_{01}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{23}$ 、 $C_{34}$ をも含む多極型フィルタ55の一例が図12に図示されている。これらのコンデンサ $C_{01}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{23}$ 、 $C_{34}$ は回路55の中で分路接続されている。これらのコンデンサ $C_{01}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{23}$ 、 $C_{34}$ の静電容量値は、フィルタ55によって所望の周波数レスポンス（例えばバターワース・フィルタやチェビシェフ・フィルタのレスポンスと類似したレスポンスを含む）の生成を可能にするための公知のフィルタ合成方法を用いて選択することができる。

【0043】図12に図示のフィルタのような多極型フィルタ（これらのフィルタは“BAW共振器多極型フィルタ”とも呼ばれる）は、通常狭い通過帯域の帯域幅を与える。例えば、これらのタイプのフィルタがギガヘルツの範囲の周波数で作動している場合については、これらのフィルタによってほんの数メガヘルツの通過帯域の帯域幅しか与えられない。通常、これらのタイプのフィルタのBAW共振器はフィルタの通過帯域中心周波数で直列共振するように設計され、フィルタの通過帯域の帯域幅は各々の個々のBAW共振器の並列共振を分離する周波数帯域より狭くなる。

【0044】Driscollの刊行物に記載されているように、誘導子のような他の受動素子（“同調”素

【0045】BAW共振器と並列に接続された誘導子を含むフィルタ59の一例が図13に図示されている。フィルタ59には、BAW共振器(BAW1)、(BAW2)、(BAW3)と、それぞれのBAW共振器(BAW1)、(BAW2)、(BAW3)と並列に接続している誘導子 $L_{01}$ 、 $L_{02}$ 、 $L_{03}$ と、インピーダンス反転素子として用いられるコンデンサ $C_{01}$ 、 $C_{12}$ 、 $C_{23}$ 、 $C_{34}$ とが含まれる。誘導子 $L_{01}$ 、 $L_{02}$ 、 $L_{03}$ の各々は、 $L_{00}$ のインダクタンス値を有し、 $L_{00} = 1 / (C_0 \omega_0^2)$ で

【表2】

層	層厚さ (BAW1、BAW3)	層厚さ (BAW2)
同調層 SiO <sub>2</sub>	28 nm	
上部電極 Au	322 nm	322 nm
圧電層 ZnO	1430 nm	1430 nm
下部電極 Au	331 nm	331 nm
膜層 SiO <sub>2</sub>	242 nm	242 nm
電極の面積(水平位置)	255 μm × 255 μm	255 μm × 255 μm
C01、C34	4.94 pF	
C12、C23	8.55 pF	
L <sub>01</sub> 、L <sub>02</sub> 、L <sub>03</sub>	7.2 nH	

回路が図示されている。この等価回路には、等価インダクタンス ( $2L_m$ )、等価静電容量 ( $C_m/2$ )、等価抵抗 ( $2R$ )、等価並列 (寄生) 静電容量 ( $C_0$ ) が含まれる。図8bを見てわかるように、SCFは並列静電容量 ( $C_0$ ) を有する接地したLC共振器と考えることができる。これらの並列静電容量 ( $C_0$ ) のために、SCF装置は多極型フィルタで使用するのに適している。例えば、SCF装置を備えた理想的な多極型フィルタは、好適には装置の並列静電容量  $C_0$  がインピーダンス反転素子として機能するように構成することが望ましい。これらの静電容量  $C_0$  をインピーダンス反転素子として使用することによって、フィルタ用インピーダンス反転素子として外部個別部品を使用することが不要になる。

【0051】SCF装置では、設けることが可能な最大の通過帯域の帯域幅はSCF装置の等価直列静電容量 $C_m$ と、SCF装置の等価分路静電容量 $C_0$ との比の関数である。この比は、SCF装置の圧電層によって与えられる圧電結合のレベルによって決まる。例えば、SCF装置の圧電層の厚さの減少とそれに対応するもう一つの層（支持層や電極層など）の厚さの増加（同じ共振周波数を装置に生じさせるための）の結果、装置によってそれに対応してより狭い通過帯域の帯域幅（そして低い結合レベル）が生み出されることになる。それ故、これらの層の相対的厚さを変更することによって与えられる結合レベルが低くなる場合もある。理想的な場合、最大の通過帯域の帯域幅は圧電層と電極層のみを含むSCF装置によって与えることができる。もっともそのような構造は一般的には実際に用いられることはないが。

【0052】一般に、主としてSCFから構成され、追加の個別部品を含まないフィルタの通過帯域の最大帯域幅は、フィルタの二つの直列接続されたSCFの静電容量値（ $2 \times C_0$ ）の組み合わせがフィルタのインピーダンス反転静電容量の所望の値に等しい場合（そのようなフィルタではインピーダンス反転は直列接続されたSCFの静電容量値の組み合わせによって与えられる）に達成される。これらのフィルタの、誘導子のような外部受動素子を二つのSCF装置の間に接続することによって

更に広い通過帯域の帯域幅を達成し、SCFの固有分路静電容量（ $C_0$ ）の中の少なくともいくつかを通過帯域周波数で相殺することができる。そのようなフィルタが米国特許No. 5, 382, 930に記載されている。通常、これらのタイプのフィルタに用いられる誘導子の数は、フィルタで用いられるSCF装置の数より少ない。もっともフィルタの入力ポートと出力ポートの両端に追加の誘導子を用いて、通過帯域周波数でより高度のマッチングと低いリップルレベルを与えてもよいが。

【0053】SCF装置を含む典型的な多極型フィルタ56が図15aに図示されている。この多極型フィルタ56には三つのSCF装置すなわちSCF57、58、59が含まれ、また、更に分巻接続された誘導子 $L_{p1}$ と $L_{p2}$ が含まれる。図15bは図15aのフィルタ56の典型的な周波数レスポンスを示し、1) フィルタ56のSCF装置57～59が表4に図示の材料と厚さを持つ層を含み、2) SCF装置57～59の各々がフィルタ56の通過帯域中心周波数で第二高調波共振を起こすように構成され、3) インダクタンス $L_{p1}$ と $L_{p2}$ の各々が表4に図示のようなインダクタンス値を持っていることを前提としている。

【0054】

【表3】

表 4

層	層厚さ (SCF57と59)	層厚さ (SCF58)
同調層 $\text{SiO}_2$	—	107 nm
上部電極 Au	228 nm	228 nm
上部圧電層 ZnO	2020 nm	2020 nm
接地電極 Au	317 nm	317 nm
下部圧電層 ZnO	2020 nm	2020 nm
下部電極 Au	282 nm	282 nm
膜層 $\text{SiO}_2$	186 nm	186 nm
電極面積	310 $\mu\text{m} \times$ 310 $\mu\text{m}$	310 $\mu\text{m} \times$ 310 $\mu\text{m}$
$L_{p1}$ と $L_{p2}$ インダクタンス	8.3 nH	

【0055】SCF装置57～59の基本共振はほぼ500MHzでスプリアス・レスポンスとして出現する。また、分路接続された誘導子 $L_{p1}$ と $L_{p2}$ の並列共振と、SCF装置57～59の等価並列静電容量 $C_0$ とによって、フィルタ56はほぼ640MHzでスプリアス・レスポンスを生み出す。これらのスプリアス・レスポンスは、通過帯域の周波数より低い周波数でフィルタ56に不十分な阻止帯域減衰を生じさせる原因となるという点で望ましくない。図15cは、周波数925MHzと970MHzの間で、図15bの周波数レスポンスの部分（すなわち通過帯域）を一層詳しく図示する。フィルタ56のSCF装置57～59は、フィルタ56の通過帯

域中心周波数で基本共振を生じるように構成してもよいということに留意すべきである。このような場合を仮定すると、フィルタ56はフィルタ56の通過帯域周波数より高い周波数でスプリアス・レスポンスを生ずるかもしれない（例えばスプリアス・レスポンスはほぼ2GHzで出現するかもしれない）。このレスポンスもまた望ましいものではない。

【0056】以上の説明を考慮すると、フィルタが、従来技術の多極型フィルタに含まれる受動素子の数に比べて少ない数の受動素子（すなわち、個別並列誘導子と個別インピーダンス反転素子）を用いながら、広い通過帯域の帯域幅と高度の阻止帯域減衰のような望ましい通過

帯域レスポンス特性を示すことができるトポロジーを有するフィルタを具備することが望ましいということがわかる。上に説明した多極型フィルタより良好な周波数レスポンス特性をフィルタが示すことが望ましい。

【0057】

【発明が解決しようとする課題】従来型のBAW共振器多極型フィルタと従来型のSCF多極型フィルタが示すことができる周波数レスポンス特性に比べて改善された周波数レスポンス特性を示すフィルタを提供することが本発明の目的である。

【0058】従来型の多極型フィルタで用いるような素子の数に比べて少ない数の受動素子を用いながら、従来型の多極型フィルタが生み出す周波数レスポンス特性に比べて改善された周波数レスポンス特性を生む帯域通過フィルタを提供することが本発明のもう一つの目的である。

【0059】本発明の更なる目的と利点は、図面と後続の説明を考慮することにより明らかになるであろう。

【0060】

【課題を解決するための手段】多極型バルク弾性波共振器積層型結晶フィルタ(BAWR-SCF)装置あるいは回路によって、前述の及びその他の問題は解決され、本発明の目的は実現される。本発明の推奨実施例によれば、多極型BAWR-SCF回路は、四つのポートと、該ポート中の第一と第二のポートの間を接続した第一の導線と、該ポート中の第三と第四のポートの間を接続した第二の導線とを有する。多極型BAWR-SCF回路はまた第一導線で直列に接続した少なくとも一つのBAW共振器と、少なくとも一つの積層型結晶フィルタ(SCF)とを有する。SCFは、第一導線で接続した第一及び第二の端末と、第二導線で接続した第三の端末とを備えている。この多極型BAWR-SCF回路は、複数のインピーダンス反転素子と少なくとも一つの誘導素子とを更に有する。インピーダンス反転素子の中の各々の個々の素子は第一と第二の導線の間に結合していて、少なくとも一つの誘導素子が少なくとも一つのBAW共振器と並列に接続している。第二導線は好適には使用中接地していることが望ましい。

【0061】本発明の一つの実施例によれば、少なくとも一つのBAW共振器には第一のBAW共振器と第二のBAW共振器が含まれ、複数のインピーダンス反転素子には第一のインピーダンス反転素子と第二のインピーダンス反転素子とが含まれ、少なくとも一つの誘導素子には第一の誘導素子と第二の誘導素子が含まれる。第一のBAW共振器と第一のインピーダンス反転素子の各々は第一のポートと結合しているそれぞれの第一の端末を備えている。第一のBAW共振器はまた、SCFの第一の端末と結合している第二の端末も備えていて、第二のBAW共振器は、SCFの第二の端末と結合している第一の端末を備えている。追加的に、第二のBAW共振器

は、第二のポートと結合している第二の端末を備え、第二のインピーダンス反転素子は第二のポートと結合している第一の端末を備え、第一の誘導素子は第一のBAW共振器と並列に接続し、第二の誘導素子は第二のBAW共振器と並列に接続している。

【0062】また本発明のこの実施例では、第一の誘導素子は第一のポートと結合している第一の端部を備え、第一の誘導素子は、第一のBAW共振器の第二の端末とSCFの第一の端末との間の第一導線に接続した第二の端部を備えている。更に、第二の誘導素子は、SCFの第二の端末と第二のBAW共振器の第一の端末との間の第一導線に接続した第一の端部を備え、また、第二のポートと結合しているそれぞれの第二の端部を備えている。また、第一のインピーダンス反転素子は、第三のポートと結合している第二の端末を備え、第二のインピーダンス反転素子は第四のポートと結合している第二の端末を備えている。

【0063】本発明の更なる実施例によれば、回路が二つのSCF装置、単一BAW共振器、BAW共振器と並列に接続した誘導素子及び二つの分路接続されたインピーダンス反転素子を有するという点を除いて、上に説明した推奨実施例の回路と類似した多極型BAWR-SCF回路が提供される。BAW共振器は二つのSCF装置の間に挿置される。SCF装置の中の第一の装置は、第一のポートと結合している端末と、BAW共振器の端末と結合している端末と、第二導線と結合しているもう一つの端末とを備えている。SCF装置の中の第二の装置は、第二のポートと結合している端末と、BAW共振器のもう一つの端末と結合している端末と、第二導線と結合している端末とを備えている。二つのインピーダンス反転素子の中の第一の素子は、第一のSCF装置とBAW共振器との間の第一導線に結合している第一の端部を備え、また、第二導線と結合している第二の端部をも備えている。更に、インピーダンス反転素子の中の第二の素子は、BAW共振器と第二のSCF装置の間の第一導線に結合している第一の端部を備えて、また、第二導線と結合している第二の端部をも備えている。

【0064】本発明によれば、上に説明した本発明の回路のような単一回路内でBAW共振器、SCF、インピーダンス反転素子、誘導素子を用いることによって、広い通過帯域の帯域幅と高度の阻止帯域減衰とを有する周波数レスポンスがこの回路によって与えられる。また本発明によれば、SCFの等価並列静電容量C0は更にインピーダンス反転素子として機能する。

【0065】本発明の回路で用いられる個別部品(例えば並列誘導素子とインピーダンス反転素子)の数は、少なくともいくつかの従来型の多極型フィルタで用いられているような素子の数と比べて低減するが、それにもかかわらず、本発明の回路によって広い通過帯域の帯域幅が提供される。本発明の多極型BAWR-SCF回路によ

って、例えば上に説明した従来型のBAW共振器多極型フィルタと従来型のSCF多極型フィルタが示すことができる周波数レスポンスに比べて改善された周波数レスポンスが一般に提供される。

【0066】本発明のもう一つの局面によれば、SCFが、多極型BAWR-SCF装置の所望の（“設計”）中心周波数でまたはその近辺で基本共振周波数又は第二高調波共振周波数を生じることができる厚さの積層を有するように、各々の多極型BAWR-SCF回路のSCF（このSCFによって直列共振が生じる）を製造してもよい。好適には本発明の多極型BAWR-SCF装置は、SCFが、それぞれの多極型BAWR-SCF装置の“設計”中心周波数で基本共振を生じるよりもむしろ第二高調波共振を生じるように構成されることが望ましい。これは、多極型BAWR-SCF装置がこの場合の方が製造しやすいという理由のためである。

【0067】多極型BAWR-SCF回路には、例えば一体固定型（すなわち、音響ミラー構造）BAW共振器とSCFを内蔵する任意の適当なタイプのBAW共振器とSCFが含まれていてもよい。多極型BAWR-SCF装置に音響ミラーを使用することによって他のタイプの構造を使用する場合よりもいくつかの利点を与えられる。一つの利点は、音響ミラー装置の方が他のタイプの装置より構造的に頑丈であるということである。もう一つの利点は、高電力アプリケーションにおいて装置の損失に起因して発生するような熱を音響ミラーを介してそれぞれの装置の基板へ効率よく伝導できるという点である。本発明の多極型BAWR-SCF装置で音響ミラー装置を使用する更なる利点として、音響ミラーが装置で発生することがある不必要な高調波レスポンスの減衰を促すことができるということがある。

【0068】本発明の推奨実施例によれば、上に説明した回路の誘導素子とインピーダンス反転素子は、一つの基板上に製造され、回路のBAW共振器とSCF素子はもう一つの基板上に製造される。次いでこれらの素子は一緒に結合され、本発明に準拠した多極型BAWR-SCF装置が形成される。

【0069】添付図面と関連して読まれる本発明の後続の詳細な説明で本発明の上述の特徴及びその他の特徴をより明らかにする。

【0070】以上の様々な図に現れる同一符号の構成要素は同じ構成要素を指すが、必ずしもすべての図の説明で示されているとは限らない。

【0071】

【発明の実施の形態】本発明の現在の推奨実施例を説明する前に、図1a～4aに図示のバルク弾性波（BAW）装置と、図5a～8aに図示の積層型結晶フィルタ（SCF）とについて、最初に簡単に言及する。図1a～4aに図示のバルク弾性波（BAW）装置については、「振幅一位相変調を行うための同調型薄膜バルク弾

性波共振器組み入れ装置」という名称で、1996年10月2日出願の、Juha E11aによって発明された、本出願と共通して出願人に譲渡され、特許された継続米国特許No. 08/720, 696に更に記載されている。図1a～4aに図示のバルク弾性波（BAW）装置のみならず、図5a～8aに図示の積層型結晶フィルタ（SCF）についても、「薄膜積層型結晶フィルタ構造と薄膜バルク弾性波共振器とを利用するフィルタ」という名称で、1997年5月21日出願の、Juha E11aによって発明された、本出願と共通して出願人に譲渡された同時継続米国特許出願No. 08/861, 216に記載されている。

【0072】図1aと1bに、膜構造または橋かけ構造28を持つBAW共振器20の横断面の側面図及び平面図をそれぞれ示す。BAW共振器20は、圧電層22、層38b、保護層38a（ポリイミドなど）、第1電極である下部電極24、第2電極である上部電極26、膜28、エッチ・ウインドウ40aと40b、エアーギャップ34及び基板36を有する。圧電層22は、酸化亜鉛（ZnO）、硫化亜鉛（ZnS）あるいは窒化アルミニウム（AlN）などのような薄膜として製造できるような圧電材料を有する。膜28は、2つの層、すなわち、最上層30及び最下層32を有するが、単一の膜層を用いてもよい。最上層30は、シリコン（Si）、二酸化珪素（SiO<sub>2</sub>）、ポリシリコン（poly-Si）あるいは窒化アルミニウム（AlN）などから成る。また、最下層32は、シリコン、二酸化珪素（SiO<sub>2</sub>）あるいはヒ化ガリウム（GaAs）などから成る。層38bもまた、SiO<sub>2</sub>あるいはGaAsなどから成る。下部電極24は、金（Au）、モリブデン（Mo）あるいはアルミニウム（Al）などから成るものであってもよいが、金を用いることが望ましい。というのは、金は、圧電層22の成長中に他の材料よりも大きな利点を生むからである。上部電極26は、金（Au）、モリブデン（Mo）あるいはアルミニウム（Al）などから成るものであってもよいが、アルミニウムを使用することが望ましい。なぜなら、アルミニウムは電氣的損失が少ないからである。装置20の製造中、層38bと32は単一層として装置20の基板36上に同時に成膜される。エッチ・ウインドウ40aと40bは、この単一層と層38aを貫いてエッチングを行うことにより形成される（その結果、別個にラベルされる層38bと32ができる）。基板36は、シリコン（Si）、SiO<sub>2</sub>、GaAsあるいはガラスなどのような材料から成る。エッチ・ウインドウ40aと40bの中を通して基板36の一部分がエッチングされ、膜層が基板36上に成膜されてしまった後エアーギャップ34が形成される。

【0073】図2にBAW共振器21を示す。BAW共振器21は図1aに例示する共振器に類似しているが、



犠牲層39が付加されている。共振器21の製造中、膜28の成膜前に犠牲層39を基板36上に成膜する。共振器層のすべてが形成された後、エッチ・ウインドウ40aと40bの中を通して犠牲層39が取り除かれ、エアーギャップ34が形成される。犠牲層39が取り除かれている間層32が圧電層22を保護する。

【0074】電極24と26にわたって印加される電圧に応じて、共振器20と21の双方に対して圧電層22は振動を生み出す。膜28とエアーギャップ34との間のインターフェース（空気）に届いた振動は、このインターフェースによって反射されて戻り膜28の中へ入る。このようにして、エアーギャップ34は、圧電層22によって生み出された振動を基板36から分離する。

【0075】図3aと図3bは、もう一つの装置、すなわち、一体固定型BAW共振器23aの横断面の側面図と平面図をそれぞれ示す。層38bを備えていないことを除いて、BAW共振器23aは図1aのBAW共振器20の構造と類似の構造をしている。また、膜28とエアーギャップ34が音響ミラー70と取り替えられている。この音響ミラー70は、圧電層22が生み出した振動を基板36から音響的に分離するものである。しかし、装置23aが所望の周波数応答特性を与えることを可能にするために装置23aを同調する必要がある場合には、膜すなわち同調層（図示せず）を音響ミラー70と電極24との間に設けることもできることに留意されたい。

【0076】音響ミラー70は奇数の層（例えば3から9の層）を有してもよい。図3aに示す音響ミラー70は3つの層、すなわち、最上層70a、中間層70b及び最下層70cを有する。70a、70b及び70cの各層は、例えば装置の中心周波数ではほぼ4分の1に等しい波長の厚さを持つ。最上層70aと最下層70cは、シリコン（Si）、二酸化珪素（SiO<sub>2</sub>）、ポリシリコン、アルミニウム（Al）あるいはポリマーなどのような低い音響インピーダンスを持つ材料から構成される。また、中間層70bは、金（Au）、モリブデン（Mo）あるいはタングステン（W）など（タングステンが望ましい）のような高い音響インピーダンスを持つ材料から構成される。連続した層の音響インピーダンス比は基板のインピーダンスを低い値に変えることができるほど大きい。圧電層22が振動すると、それが生み出す振動は、層70a、70b及び70cによってほぼ基板36から分離される。振動がこのような分離されることにより、また、製造中は基板36のエッチングを必要としないために、BAW共振器23、基板36は、Si、SiO<sub>2</sub>、GaAs、ガラスあるいはセラミック材料など（例えばアルミナ）のような、高低の音響インピーダンスを持つ様々な材料から成るものであってもよい。また、上記の高いインピーダンス絶縁層として、タンタル二酸化物を上述の材料の代わりに用いてもよい。

【0077】図4aに、もう一つのタイプのBAW共振器80の横断面を示す。共振器80は、圧電層22、第1または下部電極24、第2または上部電極26、膜88及びバイア（抜け穴）92を持つ基板90を有する。圧電層22、第1及び第2電極24と26及び膜88は、例えば2 $\mu$ m～10 $\mu$ mの好適な厚さを持つ積層（stack）を形成する。また、基板90は例えば0.3mm～1mmの厚さを持つことが望ましい。膜88の真下に位置するバイア92の部分は、例えば100 $\mu$ m～400 $\mu$ mの長さを持つことが望ましい。基板90はSiまたはGaAsなどを有するものであってもよい。共振器80と上記共振器20とは、これらの装置の双方が、各装置の圧電層22によって生じる音響的振動を反射する空気インターフェースを用いるという点で同じように機能する。しかし、これら共振器20と80との間の主な相違点は各装置を製造するために用いる方法である。例えば、共振器80の場合、層22、24、26及び88のすべてが形成された後に、基板部分がエッチングされて基板90の下から取り去られバイア92が形成される。

【0078】上記BAW共振器の各々は、例えば、スパッタリングや化学的蒸着工程を含む薄膜技術を利用して製造してもよい。BAW共振器は、例えば水晶共振子の共振に類似した直列及び並列共振を示す。BAW共振器の共振周波数は、装置の層厚により典型的には約0.5GHz～5GHzの範囲にわたることがある。また、BAW共振器のインピーダンスレベルは装置の横寸法の関数である。

【0079】もう一つのタイプ、すなわち積層型結晶フィルター（SCF）のBAW装置の様々な実施例を示す図5a～8aを参照しながら論及する。図5aと5bは、積層型結晶フィルター20'を示す。SCF20'は、層36、32、30、24、22、38a、38b、エアーギャップ34及びエッチ・ウインドウ40aと40bから構成されるが、これらは上記BAW共振器20の構成と類似している。これらの層に加えて、積層型結晶フィルター20'は、上記BAW共振器20の電極26に類似した、接地電極として用いる第二中間電極26'も含む。SCF20'はまた、電極26'上及び圧電層22部分上に配置される追加圧電層23も含む。SCF20'は更に圧電層23の最上部分上に配置される第3の上部電極25を含む。電極25と26'は、BAW共振器20の電極24及び26と類似の材料を有するものでよい。また、圧電層22と23は、BAW共振器20の圧電層22と類似の材料を有するものでよい。また、図5aと5bを見て解るように、保護層38aはSCF20'の他の層の部分の覆うだけでなく、圧電層23と電極25の部分をも覆っている。説明上、SCF20'の圧電層22及び23をそれぞれ第1の下部圧電層22及び第2の上部圧電層23とする。

【0080】図6は、犠牲層39を加えた、図5a及び5bのフィルタと類似した積層型結晶フィルタ21'を示す。犠牲層39を用いてエアーギャップ（図6には示されていない）が形成される。犠牲層39が取り除かれる間、圧電層22は層32によって保護される。

【0081】図7aに、図3aと3bのBAW共振器23aの層と類似した、層36、70、70a、70b、70c、24、22、及び38aを有する一体固定型積層型結晶フィルタ23'を示す。SCF23'はまた、追加の圧電層23、第二中間電極26'及び第三上部電極25も含む。電極25及び26'はBAW共振器23aの電極24及び26と類似の材料を有するものでよく、圧電層22及び23はBAW共振器23aの圧電層22と類似の材料を有するものでよい。圧電層23は電極26'と圧電層22の部分上に配置され、また、電極25は圧電層23の最上面上に配置される。SCF23'の電極26'は接地電極として機能し、音響ミラー70と圧電層22の部分とを覆う。保護層38aは、SCF23'の他の部分を覆うだけでなく、層23、25、26'の部分とを覆う。図7bは、電極24、25、26'及び保護層38aの一部を含むSCF23'の上層部分を示す。説明の便宜上、SCF23'の圧電層22と23は、それぞれ、第1の下部圧電層22及び第2の上部圧電層23とする。装置23'が所望の周波数応答特性を与えることを可能にするために装置23'を同調する必要がある場合には、膜すなわち同調層（図示せず）を装置23'の音響ミラー70と電極24との間に設けることもできることに留意されたい。

【0082】図8aは、上記BAW共振器80（図4（a））の構成と類似した、基板90、膜88、第1の下部電極24、第1の下部圧電層22及びバイア92から成る積層型結晶フィルタ80'を示す。これらの構成部品に加えて、SCF80'は、上記と類似の材料を含む第2の上部圧電層23、第2の中間電極26'及び第3の上部電極25も含む。圧電層22と膜88の部分上に中間電極26'を配置する。中間電極26'と圧電層22の部分上に圧電層23を配置する。また、圧電層23上に第3の電極25を配置する。この装置の第2の電極26'は接地電極として機能する。

【0083】図1a～4aのBAW共振器を製造するために使用するのと同じ基板材料と成膜方法を用いて、図5a～8aに示す積層型結晶フィルタの各々を製造することができる。上に言及したようなSCFの等価回路を図8bに示す。また、上述したようにSCFは等価キャパシタンス（Co）（図8b参照）を持つ2ポート装置であり、LC共振回路に似た働きをする。SCFは直列共振を示す。上記のBAW共振器の場合と同様に、積層型結晶フィルタのインピーダンスレベルは、装置の横寸法の関数である。また、上記のBAW共振器の場合と同様に、各SCFの基本（直列）共振周波数は装置の

基板上に配置した積層の厚さ（例えば、電極、圧電層及び存在する場合には膜を含む）の関数である。

【0084】前に説明したように、従来型のBAW共振器多極型フィルタとSCF多極型フィルタは一般に制限された通過帯域の帯域幅しか提供できない。また、前にも説明したように、多極型フィルタの通過帯域の帯域幅はフィルタ内で種々の受動“同調”素子を接続することによってある程度広くすることができる。これらの素子には、例えば、フィルタの共振器と並列に接続したモノリシック渦巻コイル、個別誘導子、伝送路のような個別誘導素子を含んでいてもよい。更に前に説明したように、直列接続され共振器を含む従来型の多極型フィルタには、一般に図11aと11bに図示の素子のようなインピーダンス反転素子が含まれる。フィルタにこれらのタイプの受動素子を内蔵することによってフィルタの外形寸法と複雑さを増すことになり、誘導同調素子の低いQ値によってフィルタの挿入損失のレベルを高めることになる。また、フィルタ内に個別の誘導子を内蔵することによって、特に低い周波数でフィルタに不必要なスプリアス・レスポンスを生じさせる可能性がある。お解りのように、少なくともいくつかの従来型の多極型フィルタに含まれる受動素子の数に比べて少ない数の受動素子を含み、これらの従来型の多極型フィルタが示す特性より良好な周波数レスポンス特性を示す多極型フィルタが実現されることが望ましい。

【0085】以上のことを考慮して、本発明者は、BAW共振器、SCF、（BAW共振器と並列に接続した（a）インピーダンス反転素子と（b）誘導素子のような）受動素子を単一回路内に配備することによって、上に説明した従来技術によるBAW共振器多極型フィルタと従来技術によるSCF多極型フィルタの使用と関連する欠点のいくつかを回避しながら所望の周波数レスポンス特性を示すことができることを確認した。特に、本発明者は、直列接続されたBAW共振器と積層型結晶フィルタから成り、かつ、少なくともいくつかの従来型の多極型フィルタで用いられるような素子の数に比べて少ない数の誘導同調素子とインピーダンス反転素子も含むモノリシック・フィルタを開発した。また、フィルタにSCF装置を内蔵することによって、本発明者はSCF装置の等価並列静電容量C0を開発し、これらの並列静電容量C0がフィルタの共振器間のインピーダンス反転素子として機能し、それによってフィルタでの使用に必要な個別インピーダンス反転素子の数を低減するように本発明のフィルタを構成するという点で有利になるようにした。これらの並列静電容量は、フィルタ内の個別インピーダンス反転素子と関連して第一インピーダンスから第二インピーダンスへそれぞれのフィルタの終端接続インピーダンスを変換するために機能する。

【0086】本発明のフィルタは広い通過帯域の帯域幅と高度の阻止帯域減衰を与えるため、従来技術のBAW

共振器多極型フィルタとSCF多極型フィルタなどによって与えられるものに比べて改善された周波数レスポンスが提供される。本発明のフィルタを以後本明細書で多極型バルク弾性波共振器積層型結晶フィルタ(BAWR-SCF)装置又は回路(又はFBAR-SCF装置)と呼ぶが、このフィルタは以下に説明するような種々のトポロジーに従って具現化することができる。本発明の多極型BAWR-SCF装置のBAW共振器は、上に説明した図1a~4aに図示の共振器と類似したものであってもよく、また多極型BAWR-SCF装置のSCFは、上に説明した図5a~8aに図示のSCFと類似したものであってもよい。

【0087】本発明の多極型BAWR-SCF装置の種々の実施例を説明する前に、これらの装置の基本トポロジー、製造及び性能に関する本発明の局面について述べる。本発明の多極型BAWR-SCF装置の基本トポロジーには複数の直列接続されたBAW共振器とSCF装置、BAW共振器と並列に接続した誘導素子及び分路接続されたインピーダンス反転素子が含まれる。本発明の多極型BAWR-SCF装置に含まれるBAW共振器とSCF装置の数は、周波数レスポンス特性(例えば、極の数、通過帯域の帯域幅/形状(すなわち、バターワースかチェビシェフか、通過帯域リップルの量など)及び与えられる所望の終端接続インピーダンスレベルなどに依って決まる。例えば、多極型BAWR-SCF装置に含まれる各BAW共振器と各SCF装置によって、装置にはそれぞれの極が生じる。また、多極型BAWR-SCF装置に用いられる誘導素子の数は、これらの装置に用いられるBAW共振器の数と同数である。

【0088】本発明の多極型BAWR-SCF装置の設計中、BAW共振器とSCF装置の層の厚さ及び面積は、好適にはBAW共振器とSCFが所望の周波数で共振できるように選択することが望ましい。これらの面積と厚さの選択後、インピーダンス反転素子(誘導性又は容量性を持つ)の値のみならず、BAW共振器とSCFの等価回路素子値(例えば、 $L_m$ 、 $C_m$ 、 $C_o$ )が決定される(例えば、装置の等価静電容量 $C_0$ の値は好適にはフィルタの中心周波数で共振するように選択することが望ましい)。また、(BAW共振器と並列に接続した)誘導素子の値が選択される。本発明の多極型BAWR-SCF装置に用いられる誘導素子(すなわち同調素子)のインダクタンス値は、例えば、共振周波数によって、したがって誘導素子が並列に接続したBAW共振器の圧電層の厚さなどによって決まる。例えば、多極型BAWR-SCF装置に用いられる誘導素子の値は、好適には各誘導素子が誘導素子が並列に接続したBAW共振器の等価並列静電容量 $C_0$ の並列共振周波数と類似した並列共振周波数を持つように選択することが望ましい。この周波数は、BAW共振器の中心周波数であり、多極型BAWR-SCF装置の通過帯域の中心周波数でもあ

る。このようにして、各誘導素子によって、等価並列静電容量 $C_0$ を共振器装置の中心周波数で相殺することが可能になり、また、誘導素子がない場合の周波数帯域よりも広い周波数帯域だけ一方から他方へ共振器装置の並列共振周波数を分離することが可能になる。その結果、多極型BAWR-SCFフィルタの通過帯域の帯域幅全体が、そのような誘導同調素子のないフィルタが与える帯域幅に比べて大きくなる。

【0089】適切な公知のフィルタ設計技術に従って、種々の誘導性と容量性を持つ素子の値の決定のみならず、BAW共振器とSCF層の厚さ/面積の適当な値の決定を行うことができる。

【0090】装置のための極の所望の数及び式(1~4)中の変数の中の適切な変数の値(例えば、終端接続インピーダンス $R_a$ と $R_b$ 、相対帯域幅 $w$ などの値)が選択されていると仮定して、BAWR-SCF装置で用いられるインピーダンス反転素子のインピーダンス反転パラメータ値(すなわち、 $K_j$ 、 $K_{j+1}$ など)は、上述の式(1~4)を用いて計算してもよい。

【0091】これらのインピーダンス反転パラメータ値によって、フィルタ内で与えられる等価静電容量全体及び/又はインダクタンスが影響され、フィルタ内のインピーダンス反転素子の様々な反転素子について異なる場合があるので、共振器層の厚さ/面積のみならず、等価回路素子の計算値(例えば、 $L_m$ 、 $C_m$ 及び $C_0$ )をいくぶん修正して、寄生静電容量に所望の値をとらせて製造後所望の周波数でBAW共振器とSCF素子とが共振できるようにする必要がある場合もある。その結果、多極型BAWR-SCF装置の共振器素子の中の少なくともいくつか、異なる積層厚とそれに対応して異なる共振周波数を持つようになる場合がある。例えば、 $n$ 個の連続する共振器素子(BAW共振器とSCFを含む)を有する多極型BAWR-SCF装置を設け、該装置が奇数の極を有するチェビシェフ・タイプの周波数レスポンスか、バターワース・タイプの周波数レスポンスのいずれかを生じるようにし、装置の入出力ポートが類似の終端接続インピーダンスを有するようにすることが望ましいと思われる。この場合、共振器素子中の第一の素子と共振器素子の $n$ 番目(最後の)の素子は、類似の積層厚と共振周波数を有していてもよい。しかし、これらの厚さと共振周波数は、該装置の共振器素子中の第二の素子と( $n-1$ )番目の素子(これらの素子の双方は類似の積層厚と共振周波数などを有していてもよい)のように、該装置の共振器素子のうちの他の素子の厚さと共振周波数とは異なってもよい。例えば、5個又は6個の極を設けるように設計した多極型BAWR-SCF装置では、これら種々の共振器が共振する三つの異なる周波数が生じる場合がある。

【0092】本発明のもう一つの局面によれば、各々の多極型BAWR-SCF回路のSCFは、多極型BAW

R-SCF回路の“設計”中心周波数で、またはその近辺で基本(直列)共振周波数が第二高調波(直列)共振周波数のいずれかをSCFに生じさせることができる厚さを持つ積層を具備するように製造してもよい。お解りのように、それぞれの場合SCFの積層厚は異なることになる。積層厚のこの差は、好適には積層の圧電層の厚さの差によって与えられることが望ましい。もっともこの差は、積層の残りの層の厚さの差によって設けてもよいものではあるが。しかし、これらの“層の厚さ差”のいずれを用いるかは、適用できる設計要件や、それぞれの場合についての装置製造の相対的容易さ(例えば、装置の製造はできるだけ簡単であることが望ましい)のような種々の考慮によって決めることができる。

【0093】好適には、SCFがそれぞれの多極型BAWR-SCF装置のほぼ中心周波数で、基本共振ではなく、第二高調波共振を生じるように、本発明の多極型BAWR-SCF装置を構成することが望ましい。その理由は、それぞれの装置のほぼ中心周波数でSCFが第二高調波共振を生じる場合の方が、多極型BAWR-SCF装置が製造し易いためである。所望すれば、それぞれの多極型BAWR-SCF装置のほぼ“設計”中心周波数で、基本共振周波数及び第二高調波共振周波数の他に、SCFが他の高調波共振周波数を示すように、多極型BAWR-SCF回路も製造できるということに留意すべきである。

【0094】本発明のもう一つの局面によれば、それぞれの装置の構造に最低数のバイアが含まれるような方法で多極型BAWR-SCF装置を構成することが望まれる。本発明のこの局面については、基本共振周波数又は第二高調波共振周波数のいずれかにおけるSCFの動作に関する本発明の局面と同様に、本出願と共通して譲渡された米国特許出願No. 08/861, 216に更に記載されている。この米国特許出願の開示内容は、参照文献として完全に本明細書に併合されている。

【0095】本発明による多極型BAWR-SCF装置の実施例を今から説明する。参照図16aを見ると、本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置の基本トポロジーを有する回路の概略図が図示されている。該回路、すなわち、多極型BAWR-SCF回路(又は装置)1は、BAW共振器(BAW1)と(BAW2)と、積層型結晶フィルタ4と、コンデンサC01とC34として具現化されているインピーダンス反転素子と、誘導子 $L_{01}$ と $L_{02}$ とを有する。好適には、該多極型BAWR-SCF装置1は四ポートの装置であり、ポート(又はノード)(P1)と(P2)及びポート(O1)と(O2)を含むことが望ましい。例えばポート(P1)と(P2)は50 Ohmポートであり、例えばポート(O1)と(O2)もまた50 Ohmポートである。ポート(P2)と(O2)とは好適には使用中接地していることが望ましい。

【0096】多極型BAWR-SCF装置1の推奨実施例では、インピーダンス反転コンデンサC01はポート(P1)と(P2)の両端で接続し、インピーダンス反転コンデンサC34はポート(O1)と(O2)の両端で接続し、誘導子 $L_{01}$ はBAW共振器(BAW1)と並列に接続し、誘導子 $L_{02}$ はBAW共振器(BAW2)と並列に接続している。特に、インピーダンス反転コンデンサC01の第一の端末C01'は、ポート(P2)と結合し、インピーダンス反転コンデンサC01の第二の端末C01''はポート(P1)と結合している。インピーダンス反転コンデンサC34の第一の端末C34'はポート(O2)と結合し、インピーダンス反転コンデンサC34の第二の端末C34''はポート(O1)と結合している。また、BAW共振器(BAW1)の電極21aはポート(P1)と結合し、BAW共振器(BAW1)の電極21bはSCF4の電極4aと結合している。SCF4の電極4bはBAW共振器(BAW2)の電極21a'と結合し、SCF4の電極20はノード(G1)(このノードは好適には使用中接地していることが望ましい)と接続している。更に、BAW共振器(BAW2)の電極21b'はポート(O1)と結合している。

【0097】図16aはまた、それぞれ、BAW共振器(BAW1)と(BAW2)の圧電層21Cと21C'とSCF4の圧電層4Cと4Dを示す。便宜上、電極と圧電層以外のSCF装置4、(BAW1)および(BAW2)の他の層は、図16aには図示されていない。

【0098】多極型BAWR-SCF回路1は三極装置であり、図16bに図示の回路と類似した集中素子等価回路を有している。図16bを見てお解りのように、本発明によればSCF4の等価並列静電容量 $C_{0(SCF)}$ は、素子C01とC34と同様インピーダンス反転素子として機能する。本発明の多極型BAWR-SCF装置1にはこれらの等価並列静電容量 $C_{0(SCF)}$ が含まれ、追加の個別部品インピーダンス反転素子を用いずに、上に説明した従来技術のフィルタ59(図13)の素子C12とC23のようなインピーダンス反転素子としてこれらの静電容量が用いられるので、装置1は構造的にこのフィルタ59より複雑ではなくコンパクトとなる。

【0099】多極型BAWR-SCF装置1は、図13のフィルタ59が生み出すレスポンス特性に比べて改善された周波数レスポンス特性を生み出す。例えば、400MHz~1.2GHzと925MHz~970MHzの周波数の範囲にわたって、それぞれ多極型BAWR-SCF回路1の典型的な周波数レスポンスを示す図18aと18bについて今から述べる。この典型的な周波数レスポンスについては、1)該装置1がほぼ25MHzの帯域幅と、約947.5MHzの中心周波数(これらの値は通常GSM受信帯域アプリケーションで用いられる)とを有する通過帯域を生み出すように構成され、

2) SCF4が装置1の通過帯域の中心周波数で第二高調波周波数を生み出すように構成され、3)誘導子 $L_{01}$ と $L_{02}$ は、それぞれ表5に示すようなインダクタンス値を有し、4)コンデンサC01とC34がそれぞれ表5に示すような静電容量値を有し、5)個々のBAW共振器(BAW1)と(BAW2)及びSCF4が表5に示

す材料と厚さを有する層を含み、6)共振器(BAW1)と(BAW2)の電極と、SCF4の電極とが表5に示すような面積を有するという6点が前提としてある。

【0100】

【表4】

表 5

	(BAW1) , (BAW2)	SCF 4
同調層 $\text{SiO}_2$	62 nm	--
上部電極 Au	--	194 nm
上部圧電層 ZnO	--	1604 nm
接地電極 Au	404 nm	404 nm
下部圧電層 ZnO	1604 nm	1604 nm
下部電極 Au	192 nm	192nm
膜層 $\text{SiO}_2$	174 nm	174 nm
電極面積	274 $\mu\text{m}$ * 274 $\mu\text{m}$	260 $\mu\text{m}$ * 230 $\mu\text{m}$
C01, C34	5.03pF	
$L_{01}$ と $L_{02}$	7.15 nH	

【0101】図13のフィルタ59（このフィルタには多極型BAWR-SCF装置1とは違ってSCF4が含まれない）が示す周波数レスポンス特性に比べて多極型BAWR-SCF装置1の周波数レスポンス特性の改善度は、図18aと18bを図14aと14b（フィルタ59の素子が上に説明した表3からの情報に従って構成されるという仮定でフィルタ59の周波数と通過帯域レスポンスとを示す）と比較することによって理解することができる。これらの図を見て解るように、それぞれの装置1と59とが生み出す通過帯域の形状は類似しているが、装置1の中にSCF4が内蔵されているために、通過帯域周波数より低い周波数で装置1が与える阻止帯域減衰レベルの方が、同様の周波数で装置59が示す減衰レベルよりも実質的に大きい。装置1が与える帯域外拒絶のレベルは少なくとも27dBである。本発明の装置1が提供するもう一つの利点は、該装置1には図13のフィルタ59より少ない数の誘導子 $L_{01}$ と $L_{02}$ が含まれるという点である。

【0102】関心のあるアプリケーションの要件に依って、ポート(P1)と(P2)並びに(O1)と(O2)の対のうちのいずれかの対を多極型BAWR-SCF装置1の入力ポート若しくは出力ポートとして用いることができるという点に留意すべきである。というのは、ポート(P1)と(P2)からポート(O1)と(O2)への方向あるいはポート(O1)と(O2)からポート(P1)と(P2)の方向のいずれの方向へも多極型BAWR-SCF装置1内でエネルギー伝送を行うことができるからである。多極型BAWR-SCF装置1内でいずれの方向にもエネルギー伝送を行うことが

できるので、装置1は同じ様に機能し、それぞれの場合に同じ性能特性（上に説明した）を生み出す。

【0103】本発明による多極型BAWR-SCF装置のもう一つの実施例を説明する。参照図17aを見ると、本発明のこの実施例に準拠して構成される多極型BAWR-SCF装置（または回路）3の概略図が図示されている。装置3は、BAW共振器(BAW1)と、積層型結晶フィルタ6と8と、好適にはコンデンサC12とC23とを含むことが望ましいインピーダンス反転素子と、誘導子 $L_0$ とを有する。好適には、該多極型BAWR-SCF装置3も四ポートの装置であり、ポート（又はノード）(P1)と(P2)及びポート(O1)と(O2)を含むことが望ましい。例えばポート(P1)と(P2)は50 Ohmポートであり、例えばポート(O1)と(O2)もまた50 Ohmポートである。ポート(P2)と(O2)とは好適には使用中接地していることが望ましい。

【0104】多極型BAWR-SCF装置3の推奨実施例では、SCF6と、BAW共振器(BAW1)と、SCF8とは直列に接続している。装置3では、SCF6の電極6aはポート(P1)と結合し、SCF6の中央電極20はノード(G1)と結合し、SCF6の電極6bはノード(I1)と結合している。また、SCF8の電極8bはポート(O1)と結合し、SCF8の中央電極20はノード(G4)と接続し、SCF8の電極8aはノード(I2)と接続している。コンデンサC12の端末C12'はノード(I1)と結合し、コンデンサC12の端末C12''はノード(G2)と結合している。コンデンサC23の端末C23'はノード(I2)と結

合し、コンデンサC23の端末C23'はノード(G3)と結合している。BAW共振器(BAW1)はノード(I1)と結合している電極21aを持ち、またノード(I2)と結合している電極21bを持つ。それゆえ、BAW共振器(BAW1)はSCF6と8との間で結合している。誘導子 $L_0$ はBAW共振器(BAW1)と並列に接続している。ノード(G1)～(G4)は好適には使用中接地していることが望ましい。上に説明した装置1のように、多極型BAWR-SCF回路3は三極装置である。

【0105】図17aはまた、SCF6の圧電層6cと6d、SCF8の圧電層8cと8d及びBAW共振器(BAW1)の圧電層21cとを示す。便宜上、電極と圧電層以外の装置6、8及び(BAW1)の他の層は、図17aには図示されていない。

【0106】本発明によれば、SCF4の等価並列静電容量 $C_{0(SCF)}$ は、素子C12とC23同様、多極型BAWR-SCF回路3の集中素子等価回路を示す図17bを見てお解りのようにインピーダンス反転素子として機能する。

能する。

【0107】図19aと19bは、それぞれ、400MHz～1.2GHzと925MHz～970MHzの周波数範囲にわたって、多極型BAWR-SCF回路3の周波数レスポンスを図示するが、典型的な場合として、1)該装置3がほぼ25MHzの帯域幅と、約947.5MHzの中心周波数と(これらの値が通常GSM受信帯域アプリケーションでは用いられる)を有する通過帯域を生み出すように構成され、2)SCF6と8が装置1の通過帯域の中心周波数で第二高調波周波数を生み出すように構成され、3)誘導子 $L_0$ が表6に示すようなインダクタンス値を有し、4)コンデンサC12とC23が各々表6に示すような静電容量値を有し、5)BAW共振器(BAW1)と個々のSCF6と8が表6に示す材料と厚さを有する層を含み、6)BAW共振器(BAW1)及びSCF6と8の電極が表6に示すような面積を有する。

【0108】

【表5】

表 6

	BAW1	SCF6, 8
同調層 $\text{SiO}_2$	--	346 nm
上部電極 Au	--	296 nm
上部圧電層 ZnO	--	2215 nm
接地電極 Au	192 nm	192 nm
下部圧電層 ZnO	2081 nm	2081 nm
下部電極 Au	210 nm	210 nm
膜層 $\text{SiO}_2$	191 nm	191 nm
面積	397 $\mu\text{m} \times$ 397 $\mu\text{m}$	287 $\mu\text{m} \times$ 287 $\mu\text{m}$
C12, C23	7.33 pF	
$L_0$	3.74 nH	

【0109】多極型BAWR-SCF装置3は、フィルタ56の素子が上に示した表4からの情報に従って構成されたと仮定して、図15aのフィルタ56(このフィルタには多極型BAWR-SCF装置3とは違ってBAW共振器(BAW1)は含まれない)が生み出すレスポンスなどに比べて改善された周波数レスポンスを示す。これは、多極型BAWR-SCF装置3の周波数と通過帯域レスポンスを示す図19aと19bをフィルタ56の周波数と通過帯域レスポンスを示す図15bと15cと比較することによって理解することができる。これらの図を見て解るように、それぞれの装置3と56が生み出す通過帯域の形状は類似している。しかし、多極型BAWR-SCF装置3の方が、ほぼSCF6と8の基本共振の周波数(ほぼ500MHz)で装置56より良好な阻止帯域減衰特性を示す。フィルタ56は、ほぼ640MHzでスプリアス・レスポンスを引き起こす。この

スプリアス・レスポンスは、分路接続された誘導子 $L_{p1}$ と $L_{p2}$ の並列共振とフィルタ56のSCF57～59の等価並列静電容量( $C_0$ )によって引き起こされる。一方、本発明の多極型BAWR-SCF装置3はほぼ740MHzでスプリアス・レスポンスが生じる。このスプリアス・レスポンスは、誘導子 $L_0$ とSCF6と8との組み合わせでBAW共振器(BAW1)の直列共振によって生じ、誘導子 $L_0$ はほぼ740MHzで誘導性を持ち、SCF6と8とはこの周波数で容量性を持つ。

【0110】フィルタ56の周波数レスポンスに比べて改善された周波数レスポンスを有するという点に加えて、本発明の多極型BAWR-SCF装置3には、装置3が単一の個別誘導子 $L_0$ しか含まないという点でフィルタ56にまさるもう一つの利点がある。これと対照的に、フィルタ56には二つの個別誘導子、すなわち誘導子 $L_{p1}$ と $L_{p2}$ が含まれる。

【0111】装置3が、低レベルのリップルなどのような更に良好な周波数レスポンス特性を生み出す必要があったり及び／又は装置3に対してより高度な素子マッチングを行うことが望まれたりするいくつかのアプリケーションでは、装置3の中に追加の分路誘導素子（図示せず）を含め、ポート（P1）と（P2）の両端及びポート（O1）と（O2）の両端に結合することができるということに留意すべきである。

【0112】上に説明した多極型BAWR-SCF装置1については、適用可能な性能基準次第で、入力ポート又は出力ポートとして多極型BAWR-SCF装置3のポート（P1）と（P2）の対及び（O1）と（O2）の対のいずれかの対を用いることができるということに留意すべきである。というのは、ポート（P1）と（P2）からポート（O1）と（O2）への方向あるいはポート（O1）と（O2）からポート（P1）と（P2）の方向のいずれの方向へも装置3でエネルギー伝送を行うことができるからである。多極型BAWR-SCF装置3の中でこれらの方向のいずれの方向にもエネルギーを伝送することができるので、各々の場合に同じ様に装置3は機能し、各々の場合に同じ性能特性（上に説明した）が生み出される。

【0113】上に説明した多極型BAWR-SCF回路1と3はモノリシック集積回路として製造してもよいし、別個のそれぞれのウェーハ上に形成されるBAW共振器とSCF素子を含むようにそれぞれを製造してもよい。また、上に説明したように、多極型BAWR-SCF回路1と3には図1a～4aに図示の上に説明した種々のタイプのBAW共振器の中のいずれのタイプのものが、また、図5a～8aに図示の上に説明した種々のタイプのSCFの中のいずれのタイプのものが含まれてもよい。例えば、各々のBAW共振器とSCFには、図1aのBAW共振器20と図5aのSCF20'のような“橋かけ”構造（すなわち一つ以上の膜層）が含まれてもよい。また、例えば、各々のBAW共振器とSCFは、図3aと7aにそれぞれ図示の装置と類似した一体固定型装置（音響ミラーを含む装置）であってもよい。

【0114】本発明の多極型BAWR-SCF装置のBAW共振器とSCFに音響ミラー構造を用いることによって、多極型BAWR-SCF装置のBAW共振器とSCF素子における他のタイプの構造（例えば橋かけ構造のような）にまさるいくつかの利点を提供される。一つの利点は、この音響ミラー装置の方がほとんどの他のタイプの装置よりも構造的に頑丈であることである。もう一つの利点は、大電力アプリケーションにおいて装置の損失に起因して発生するような熱を音響ミラーを介してそれぞれの装置の基板へ効率よく伝導することができるという点である。

【0115】本発明の多極型BAWR-SCF装置で音響ミラー装置を使用する更なる利点として、装置で発生

することがある不必要な高調波レスポンスの減衰を音響ミラーによって促すことができることである。このことは以下の例を見れば更によく理解できよう。この例では、上に説明した多極型BAWR-SCF装置では、各々のSCFの圧電層は、それぞれのBAW共振器の個々の圧電層の厚さに等しい厚さを有し、その結果、各SCFは多極型BAWR-SCF装置の中心周波数で第二高調波共振を示すと仮定されている。また、BAW共振器及び多極型BAWR-SCF装置のSCFには音響ミラー層が含まれ、各音響ミラー層は、それぞれの多極型BAWR-SCF装置の中心周波数で四分の一波長（例えば、 $\lambda/4$ ）の厚さを有すると仮定されている。この場合、各SCFは、多極型BAWR-SCF装置の中心周波数のほぼ二分の一に等しい周波数で基本共振を示し、それによってこの周波数でスプリアス・レスポンスを引き起こすことがある。SCFの基本共振周波数で各音響ミラー層の厚さは $\lambda/8$ である。この分野の技術者には理解できるように、この周波数においては音響ミラーの最上層とSCFの下部電極とのインターフェースを介してSCFの下部圧電層にもどってくる音響エネルギーは小さい。その結果、この基本共振周波数でSCFのスプリアス・レスポンスが減衰される。音響ミラー構造の代わりに“橋かけ”タイプの構造を含むように多極型BAWR-SCF装置を製造する場合、SCFの基本共振周波数で発生するようなスプリアス・レスポンスを減衰させるために外部マッチング回路構成を採用できるということに留意すべきである。もっとも、少なくともいくつかの減衰は多極型BAWR-SCF装置のBAW共振器によって生じることはあるが。

【0116】もう一つの例として、SCFの各圧電層が、BAW共振器の個々の圧電層それぞれの厚さの二分の一に等しい厚さを持つことが仮定されている。また、その結果、SCFが多極型BAWR-SCF回路の中心周波数で基本共振を示すことが仮定されている。この場合、多極型BAWR-SCF回路のSCFとBAW共振器の高調波共振がスプリアス・レスポンスを引き起こすことがある。ただし、多極型BAWR-SCF回路の中心周波数より低い周波数でスプリアス・レスポンスが生じることはあり得ない。例えば、SCFとBAW共振器の第二高調波共振周波数でスプリアス・レスポンスが生じることがある。SCFの第二高調波共振周波数でSCFの音響ミラー層は $\lambda/2$ に等しい厚さを持ち、最上音響ミラー層と下部電極との間のインターフェースで装置の基板のインピーダンス変換は生じない。その結果、このインターフェースによって音響エネルギーが、基板から逆方向に圧電層の方へ反射されることはなく、その代わりに基板へ伝播される。これによってSCFのスプリアス・レスポンスはその第二高調波共振周波数で減衰する。

【0117】本発明のもう一つの局面を今から説明す

る。上に説明した装置1と3の誘導素子 $L_0$ 、 $L_{01}$ 、 $L_{02}$ のそれぞれには渦巻形状コイルなどのような任意の適当なタイプの誘導装置を含むことができる。また、装置1と3のインピーダンス反転コンデンサ素子C01、C34、C12、C23には、マイクロストリップラインや集中素子コンデンサなどのような、インピーダンス反転を提供するための任意の適当なタイプのコンデンサ装置を含めてもよい。装置1と3の誘導素子 $L_0$ 、 $L_{01}$ 、 $L_{02}$ 及びインピーダンス反転素子C01、C34、C12、C23を、これらのそれぞれの装置1と3に含まれるBAW共振器とSCF装置と同じ基板上に製造してもよい。また、これらの装置1と3をパッケージすることが必要な場合、それぞれの装置1と3の種々の誘導同調素子とインピーダンス反転素子をパッケージ基板上に製造することが望ましい。例えば、図20aは、取り付けられた誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ 及びインピーダンス反転素子C01とC34を有する基板100(Si、GaAs、ガラス、又はセラミック材料などから成るものであってもよい)を含む構造100'の透視図を示す。構造100'は上に説明した多極型BAWR-SCF装置1の構造の一部を表す。軸(z)のまわりを180回転したものとして基板100が図20aに図示されている(すなわち、基板100の後部を透視的に見下ろしたものとして基板10は図示されている)。

【0118】好適には、誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ が渦巻コイルを含み、低損失レベルと高いQ値を示すように製造中に最適化されることが望ましい。インピーダンス反転素子C01とC34は好適には集中素子コンデンサを含むことが望ましい。図20aを見てわかるように、構造100'の中で、接点パッド100aによって誘導素子 $L_{01}$ はその一つの端部でインピーダンス反転素子C01の端末C01'と結合し、接点パッド100dによって誘導素子 $L_{02}$ はその一つの端部でインピーダンス反転素子C34の端末C34'と結合している。接点101aと101dもまたそれぞれ接点パッド100aと100dと結合されて図示されている。更に、図20cと関連して以下に説明するように、種々の素子 $L_{01}$ 、 $L_{02}$ 、C01、C34をもう一つの装置部分の素子と結合するためのはんだ付け用突起部(SB1~SB4)がそれぞれの接点パッド100a~100dの下に設けられている。それぞれのインピーダンス反転素子C01とC34の端末C01'とC34'は、図20aを見てわかるように基板100の周縁近くに配置されているはんだ付け用リング(SR)と結合している。また、接点101b、101c、101e、101fは構造100'の接地用として設けられている。接点101bと101cはそれぞれ、上に説明した装置1のポート(P2)と(O2)を表す。また、接点101aと101dはそれぞれ、上に説明した装置1のポート(P1)と(O1)を表す。これらの接点101aと101dは、構造10

0'が外部回路構成と結合できるように設けられる。接点101a~101fは好適には構造100'のバイア(図20aには図示されていない)の中に含まれることが望ましい。構造100'の種々の電気的素子は好適には基板100上に製造することが望ましい。

【0119】図20bは、上に説明した多極型BAWR-SCF装置1のもう一つの構造の一部を表す構造100''を示す。構造100''には、構造の一部100'の基板100と類似の材料から成るような基板103が含まれる(もっとも、他の実施例では基板103には、基板100に含まれる以外の様々な材料が含まれる場合もあるが)。本発明の推奨実施例では、基板100と103を形成する材料は、同様の又はほとんど同様の熱膨張係数を有するため、構造100''と100'と一緒に接合されはんだ付けされたとき、はんだ接合部は結合構造が環境の温度で実質的变化にさらされるとき生じるような実体量を示す機械的応力を経験しない。

【0120】装置100''にはまたBAW共振器(BAW1)と(BAW2)、SCF4、接点パッド(CP1~CP4)及びSCF4のはんだ付け用リング102も含まれる。SCF4の電極4aは、接点パッド(CP2)によってBAW共振器(BAW1)の電極21bと結合し、SCF4の電極4bは、接点パッド(CP3)を通じてBAW共振器(BAW2)の電極21a'と結合する。SCF4の電極20ははんだ付け用リング102と結合する。それぞれのBAW共振器(BAW1)と(BAW2)の電極21aと21b'はそれぞれの接点パッド(CP1)と(CP4)と結合する。図20aの構造100'のはんだ付け用リング(SR)については、図20bを見わかるように、はんだ付け用リング102が基板103の周縁の近辺に配置される。接点パッド(CP1~CP4)は、それぞれ、上に説明した構造100'のはんだ付け用突起部(SB1~SB4)と結合するためのものである。

【0121】参照図20cを見ると、本発明に準拠して、構造100'と100''と一緒に結合し、装置100''(この装置は上に説明した多極型BAWR-SCF装置1の構造を表す)が形成される。好適には、フリップ・チップ技術を用いて構造100'と100''と一緒に結合することが望ましい。構造100'と100''は好適には、構造100'のはんだ付け用リング(SR)が(例えばはんだ付けによって)構造100''のはんだ付け用リング102と結合し、構造100'のはんだ付け用突起部(SB1~SB4)がそれぞれ、構造100''の接点パッド(CP1~CP4)と結合するような方法と一緒に結合することが望ましい。構造100'と100''を結合する方法は、結果的にBAW共振器(BAW1)と(BAW2)と並列に誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ をそれぞれ接続することになり、また、それぞれの端末C01'とC34'でインピーダンス反転素子



C01とC34をそれぞれのBAW共振器(BAW1)と(BAW2)のそれぞれの端末21aと21b'と結合する結果になる。結合された構造100'と100"の種々の素子相互接続は、図16aに図示の接続と類似している。また、説明の便宜上、種々のBAW共振器とSCF装置の層のすべてが必ずしも図20a~20cに図示されているというわけではないということに留意すべきである。なぜなら、これらの装置は上に説明した装置と類似していると想定されるからである。

【0122】図20cを見てわかるように、誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ は好適には装置100'の中で渦巻形状コイルとして具現化されることが望ましいので、これらの素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ はそれぞれのBAW共振器(BAW1)と(BAW2)の上方に配置される。また、素子C01とC34は、それぞれのBAW共振器(BAW1)と(BAW2)の上方にある平面にそれぞれ配置される。これらの特徴によって、装置100'が、基板表面上で互いに隣接して配置している電氣的素子を有する半導体装置などに比べてよりコンパクトな全体構成を具備することができるようになる。また、接地を行うことに加えて、コネクタ101b、101c、101e、101fが外部と接地を行っている間、素子100と103と共に、はんだ付け用リング(SR)と102によって、外部汚染物質などとの接触から装置100"の種々の電氣的素子を保護するために密閉シールが設けられることに留意すべきである。

【0123】一例として、構造116、117、118が(側面図で)図示されている図21a~21cを参照する。これらの構造116、117、118は、便宜上、上に説明した電氣的素子(誘導子など)の中の種々の素子が図21a~21cには図示されていないが、上に説明したそれぞれの構造100'、100"と100'"といくぶん類似している。構造116は、基板119、基板119のバイア内に配置されている接点105、層108、110、111と、層108と結合しているはんだ付け用突起部109を含むコンデンサ112を含むように図示されている。導電層106'は接点105と結合し、はんだ付け用突起部107'は層106'と結合している。構造116はまた導電層106を含み、はんだ付け用突起部107は層106と結合している。素子106、107、106'、107'は、構造116のためのはんだ付け用リング構造を形成する。

【0124】図21bの構造117は、導電層113(この層は構造117のためのはんだ付け用リングを形成する)と、基板120、層114、115、116を含むBAW共振器(BAW4)とを含むように図示されている。

【0125】図21cの構造118は一緒に結合された構造116と117を示す。特に、構造116の素子107'と107は構造117の層113と結合される。

図21cを見てわかるように、構造118の素子119、120、106'、107'、113、106、107が全体として電氣的素子109、116、112、(BAW4)を含む構造118の領域を取り囲むため、これらの電氣的素子109、116、112、(BAW4)は外部環境の汚染物質との接触から保護される。同様の方法で、はんだ付け用リング(SR)と102によって、構造100と103と関連して、(上に説明した)装置100'"の種々の電氣的素子(例えば接点パッド(CP1~CP4)、BAW共振器(BAW1)と(BAW2)、SCF4、誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ など)が外部環境の汚染物質との接触から保護される。

【0126】再び参照図20cを見ると、装置100'"の構成によっていくつかの利点を提供される。一つの利点は、構造100'の受動素子が最適の性能を発揮することができるように、任意の適当な材料を構造100'の基板100の中に含めることができることである。装置100'"の製造コスト全体を低減できるように基板100用の費用のかからない材料を用いることもできる。また、装置の表面積の有効活用を図って装置100'"を構成し、前に説明したように、基板100と103に対するはんだ付け用リング(SR)、(102)によって密閉シールを設けて、ほこり、湿気などのような環境の汚染物質との接触から装置100'"の電氣的素子を保護するようにする。装置100'"がこのような方法で電氣的素子を保護するので、外部保護パッケージング(例えば、より高価で受動素子を含まないセラミックパッケージングのような)は不要となる。また、はんだ付け用突起部(SB1~SB4)とはんだ付け用リング(SR)は、好適にはフリップ・チップ技術で通常用いられるはんだ付け用突起部の厚さと同じ様な厚さ(30 $\mu$ m~200 $\mu$ mのような)を有し、装置100'"に含まれる共振器(この共振器は好適にはほんの数ミクロンから10 $\mu$ mの全体の厚さを有することが望ましい)より厚い厚さであって、フリップチップング中に結合を行うことができ、更に、BAW共振器(BAW1)と(BAW2)の上方に誘導素子 $L_{01}$ と $L_{02}$ を配置できる厚さであることが望ましい。

【0127】本発明の種々の多極型BAWR-SCF装置の各々はほぼ500MHzから5GHzの範囲の周波数にわたって動作可能である。好適には多極型BAWR-SCF装置は縦モードで動作することが望ましい。なぜならこれによって装置の圧電層をより簡単に製造することが可能になるからである。縦モードでは、装置の圧電層内の結晶軸(すなわち、これらの圧電層は多結晶質を含み、好適にはスパッタ成膜されることが望ましい)は、圧電層の上部(及び下部)面に対して(かつ装置の他の層の上部面と下部面に対して)ほぼ垂直である。しかし、他の実施例では、層サイズを適切に選べばこのBAWR-SCF装置を横すべりモードで作動させること

ができる。横すべりモードでは、圧電層内の結晶軸は、装置の上部及び下部面に対してほぼ平行である。

【0128】本発明は、上記のトポロジイを持つ多極型BAWR-SCF回路に限定されることを意図したものではないこと、また、他のトポロジイを持つ多極型BAWR-SCF装置を設けることもできることに留意されたい。例えば、適用可能な性能基準によって、付加的BAW共振器及び／又はSCFを含む多極型BAWR-SCF回路を設けることもできる。しかし、(例えばBAW共振器とSCFというような)より小さな共振器素子面積を持つ多極型BAWR-SCF装置は、より広い共振器素子面積を持つ多極型BAWR-SCF装置に比べてより小さなレベルの挿入損失を持つということに留意されたい。また、上記の表に記載されているBAW共振器とSCFのサイズは、ほぼ典型的な場合を意図したものであり、また、BAW共振器とSCFには、(例えば、通過帯域の帯域幅、中心周波数、挿入損失レベルなどのような)所望の周波数応答特性を示す他の適切なサイズを設けることができる。

【0129】本発明を特にその推奨実施例に関して図示し説明したが、本発明の範囲と精神から逸脱することなくその形態と細部の変更を行うことができることは理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【図1a】膜とエアークギャップを含む典型的なバルク弾性波(BAW)共振器の断面図を例示する。

【図1b】図1aのBAW共振器の一部の上面図を例示する。

【図2】犠牲層を含む典型的なBAW共振器の断面図を例示する。

【図3a】音響ミラーを含む、典型的な一体固定型BAW共振器の断面図を例示する。

【図3b】保護層38aと電極24と26を含む図3aのBAW共振器の一部の上面図を示す。

【図4a】ビアを有する基板を含む典型的なBAW共振器の断面図を例示する。

【図4b】BAW共振器の集中素子等価回路を示す。

【図5a】膜とエアークギャップを含む典型的な積層型結晶フィルタ(SCF)の断面図を例示する。

【図5b】図5aのSCFの一部の上面図を例示する。

【図6】犠牲層を含む典型的なSCFの断面図を例示する。

【図7a】音響ミラーを含む、典型的な一体固定型SCFの断面図を例示する。

【図7b】図7aのSCFの一部の上面図を示す。

【図8a】ビアを有する基板を含む典型的なSCFの断面図を例示する。

【図8b】SCFの集中素子等価回路を示す。

【図8c】SCFの典型的な周波数レスポンスを示す。

【図8d】二つのBAW共振器を含み、従来技術に準拠

して構成された典型的なBAWはしご形フィルタの回路図を示す。

【図8e】図8dのBAWはしご形フィルタの典型的な周波数レスポンスを示す。

【図8f】四つのBAW共振器を含み、従来技術に準拠して構成された典型的なBAWはしご形フィルタの回路図を示す。

【図8g】図8fのBAWはしご形フィルタの典型的な周波数レスポンスを示す。

【図8h】図8fのBAWはしご形フィルタの集中素子等価回路を示す。

【図8i】従来技術に準拠して構成された典型的な“バランス型”はしご形フィルタの概略図を示す。

【図8j】図8iのバランスのとれたはしご形フィルタの集中素子等価回路を示す。

【図9】従来技術に準拠して四つのBAW共振器を含み、同調素子を含まないはしご形フィルタの典型的な周波数レスポンスを示す。

【図10a】共振器X1、X2、X3と、インピーダンス反転回路51a〜51dと、終端接続インピーダンスRaとRbとを含み、従来技術に準拠してフィルタを構成する典型的な多極型フィルタの回路図を示す。

【図10b】従来技術に準拠して構成されたもう一つの典型的な多極型フィルタの回路図を示す。

【図11a】誘導子L1〜L3を含む典型的なインピーダンス反転回路を示す。

【図11b】コンデンサC1〜C3を含む典型的なインピーダンス反転回路を示す。

【図11c】典型的な共振器誘導リアクタンスカーブを示す。

【図12】BAW共振器56、57、58と、インピーダンス反転コンデンサC01、C12、C23、C34とを含む従来型の多極型フィルタの回路図を示す。

【図13】旧来の従来技術に準拠したもう一つの多極型フィルタであって、図12に図示のフィルタと類似してはいるが、誘導子L<sub>01</sub>、L<sub>02</sub>、L<sub>03</sub>をも含む該フィルタの回路図を示す。

【図14a】図13の多極型フィルタの周波数レスポンスを示す。

【図14b】925MHzと970MHzの間のある範囲の周波数にわたる図14aの周波数レスポンスの一部を示す。

【図15a】従来技術に準拠して構成された更なる典型的な多極型フィルタであって、SCF装置57、58、59と、分巻接続された誘導子L<sub>p1</sub>とL<sub>p2</sub>とを含む該多極型フィルタの回路図を示す。

【図15b】図15aの多極型フィルタの周波数レスポンスを示す。

【図15c】925MHzと970MHzとの間の範囲の周波数にわたる図15bの周波数レスポンスの一部を

示す。

【図16a】本発明の一実施例に準拠して構成された多極型バルク弾性波共振器積層型結晶フィルタ(BAWR-SCF)装置の回路図を例示する。

【図16b】図16aの多極型BAWR-SCF装置の典型的な集中素子等価回路を示す。

【図17a】本発明のもう一つの実施例に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置を示す。

【図17b】図17aの多極型BAWR-SCF装置の典型的な集中素子等価回路を示す。

【図18a】図16aの多極型BAWR-SCF回路の典型的な周波数レスポンスを示す。

【図18b】925MHzと970MHzの間の範囲の周波数にわたる図18aの周波数レスポンスの一部を示す。

【図19a】図17aの多極型BAWR-SCF回路の典型的な周波数レスポンスを示す。

【図19b】925MHzと970MHzとの間の範囲

の周波数にわたる図19aの周波数レスポンスの一部を示す。

【図20a】本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置100''を示す図20cに図示されている、本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置100''の部分100'を図示する。

【図20b】本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置100''を示す図20cに図示されている、本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置100''の部分100''を図示する。

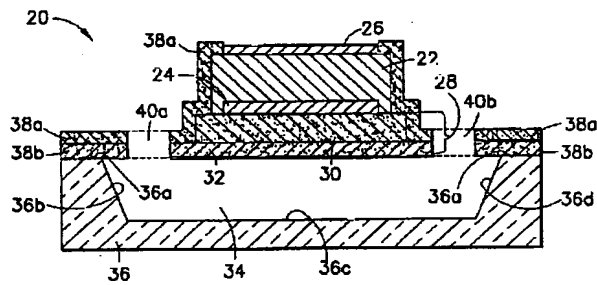
【図20c】本発明に準拠して構成された多極型BAWR-SCF装置100''を示す。

【図21a】図20cに図示され、本発明に準拠して構成された装置118の部分116を図示する。

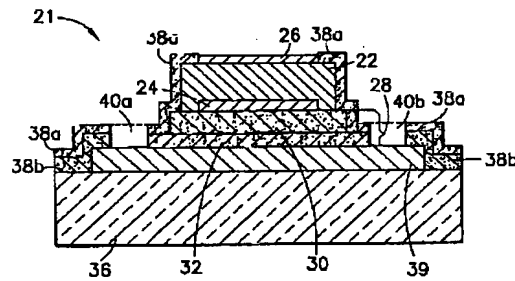
【図21b】図20cに図示され、本発明に準拠して構成された装置118の部分117を図示する。

【図21c】本発明に準拠して構成された装置118を示す。

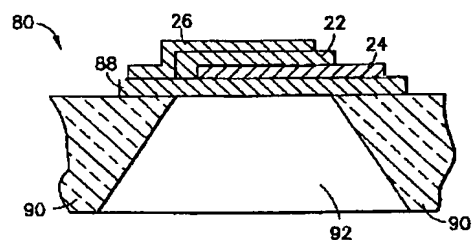
【図1a】



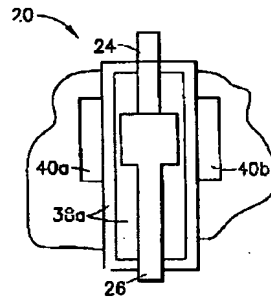
【図2】



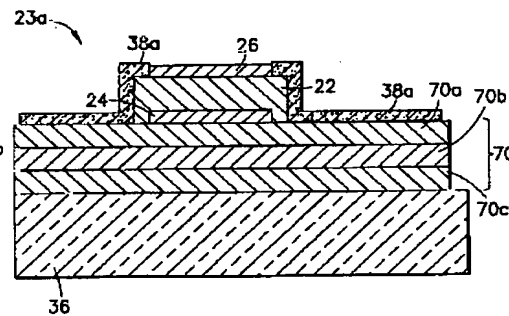
【図4a】



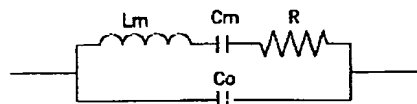
【図1b】



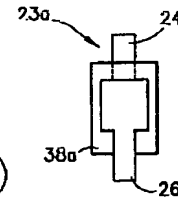
【図3a】



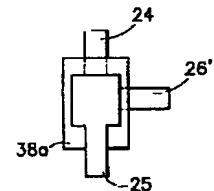
【図4b】



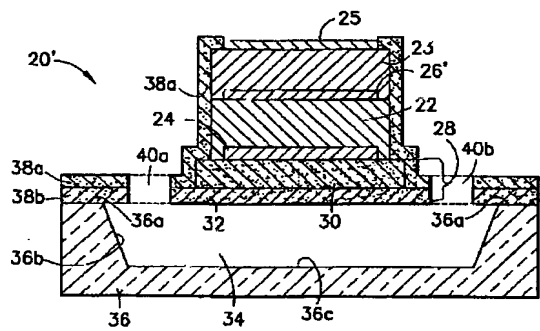
【図3b】



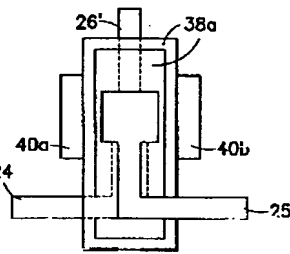
【図7b】



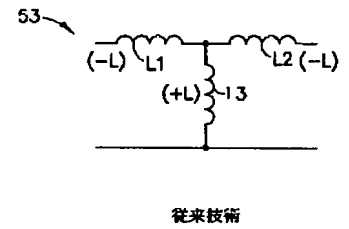
【図5a】



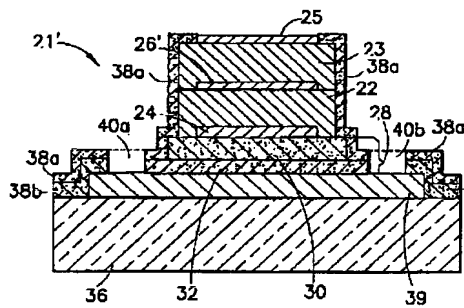
【図5b】



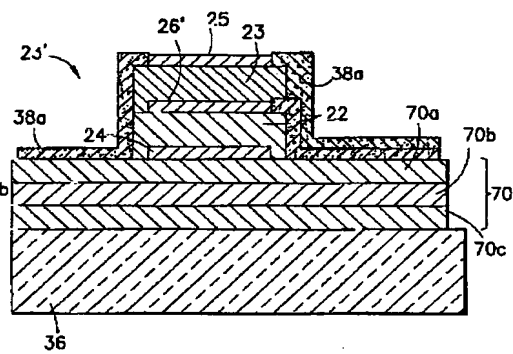
【図11a】



【図6】

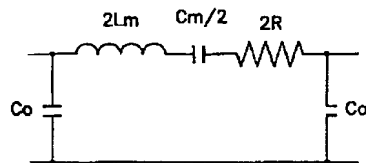
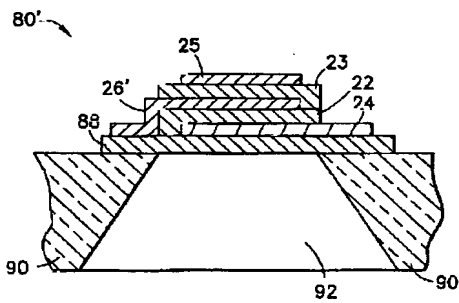


【図7a】



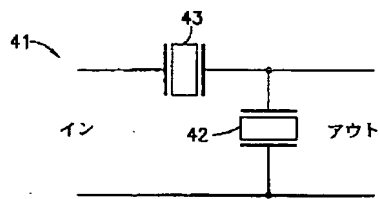
【図8a】

【図8b】

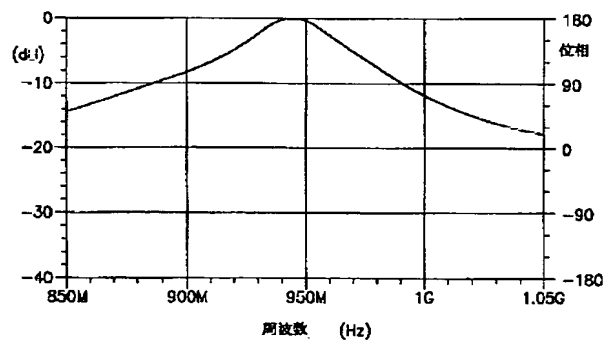


【図8c】

【図8d】

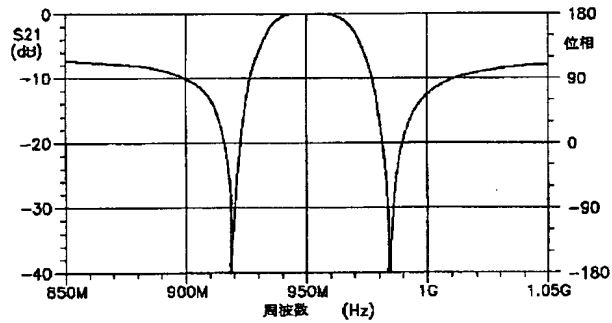


従来技術



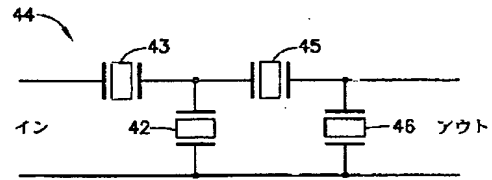
従来技術

【図8e】



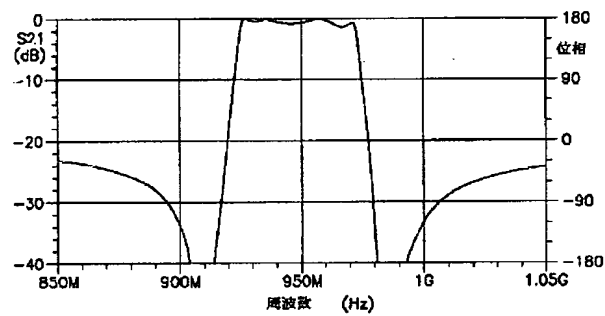
従来技術

【図8f】



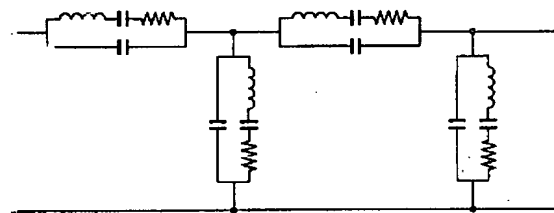
従来技術

【図8g】



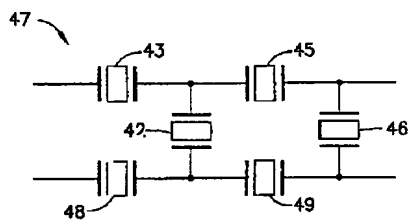
従来技術

【図8h】



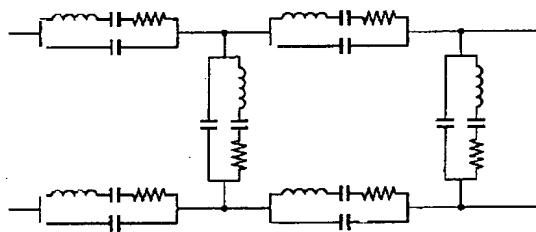
従来技術

【図8i】



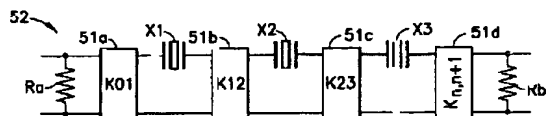
従来技術

【図8j】



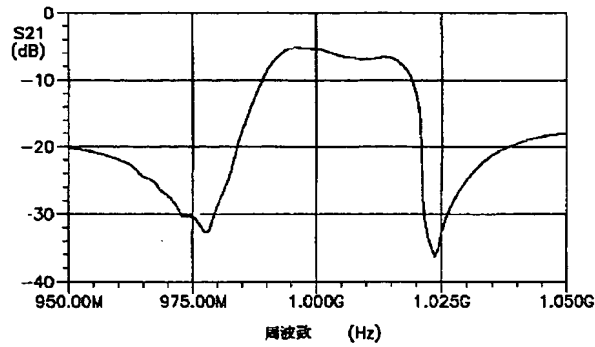
従来技術

【図10a】



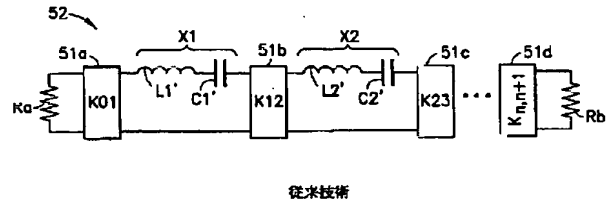
従来技術

【図9】



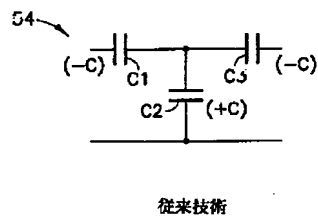
従来技術

【図10b】



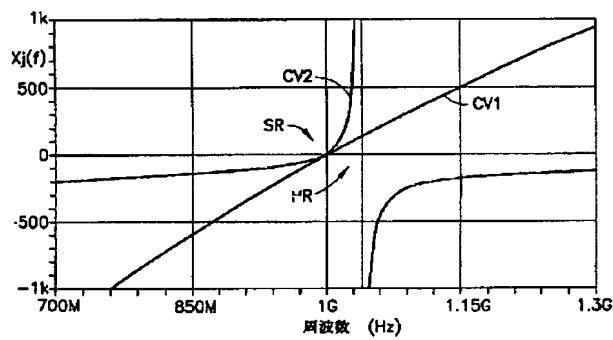
従来技術

【図11b】

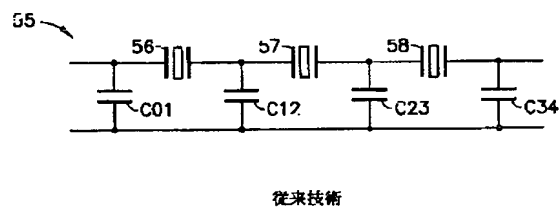


従来技術

【図11c】

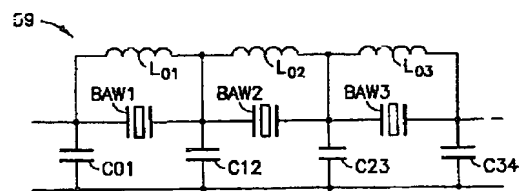


【図12】



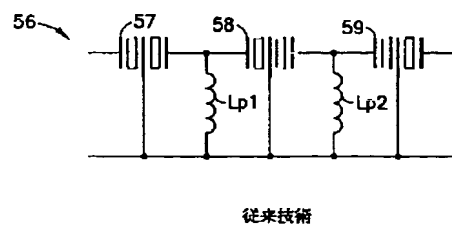
従来技術

【図13】



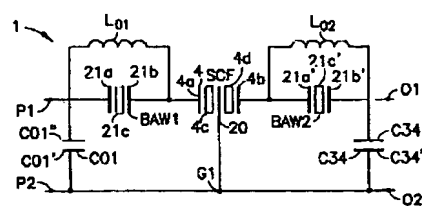
従来技術

【図15a】

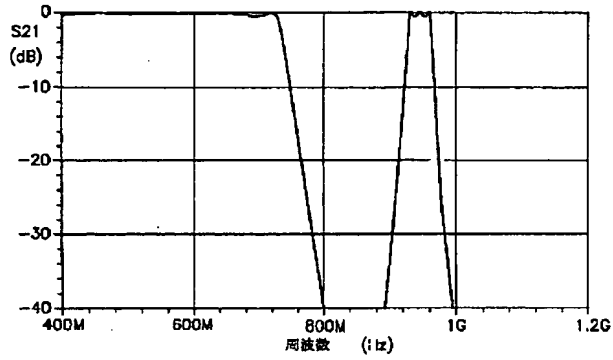


従来技術

【図16a】

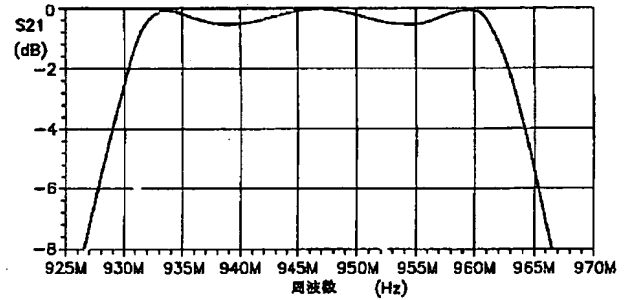


【図14a】



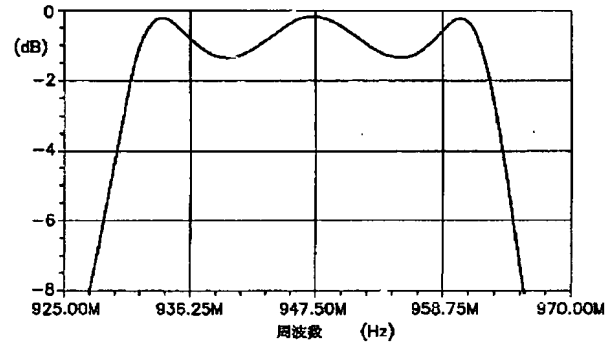
従来技術

【図14b】



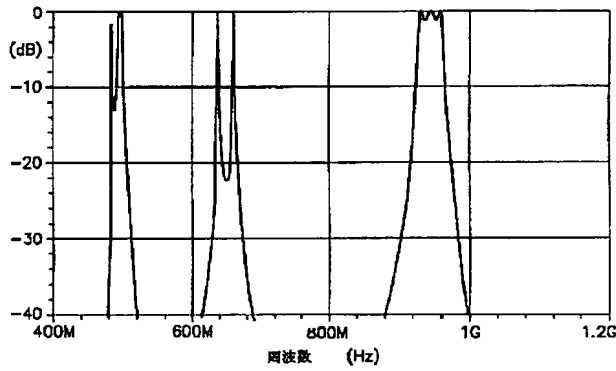
従来技術

【図15c】



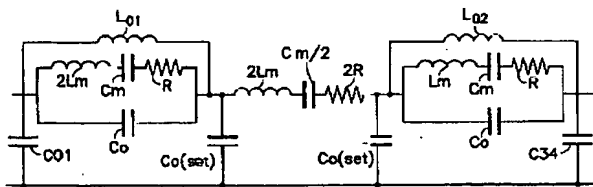
従来技術

【図15b】

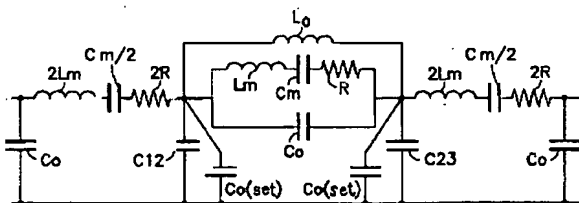


従来技術

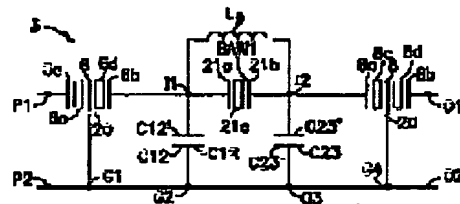
【図16b】



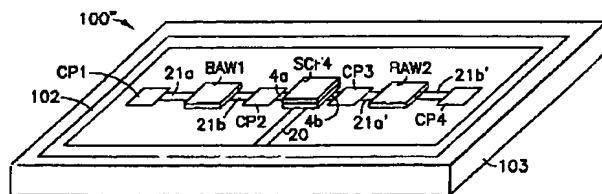
【図17b】



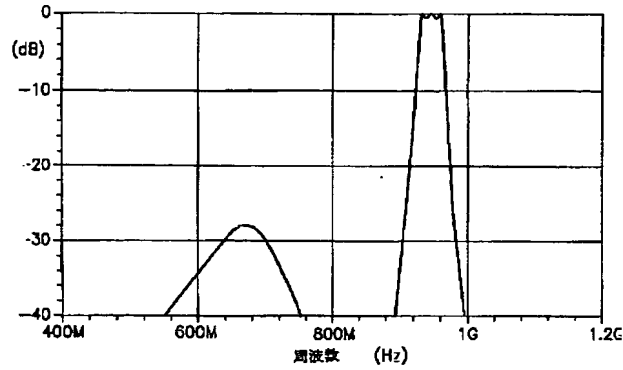
【図17a】



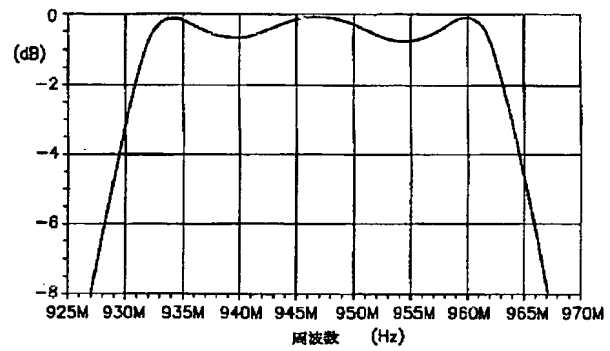
【図20b】



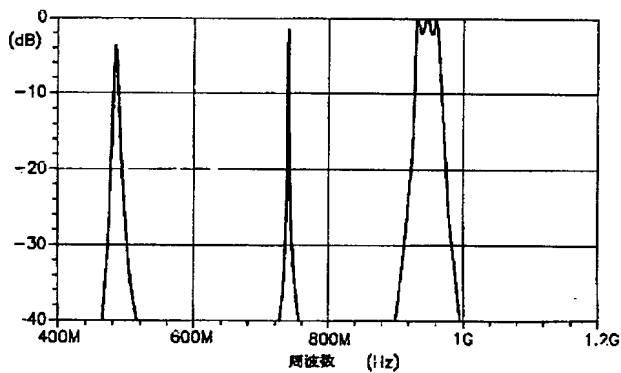
【図18a】



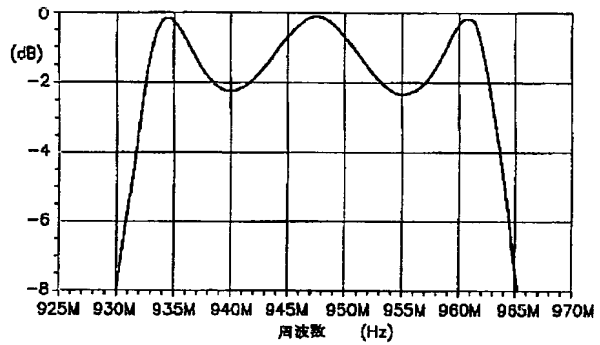
【図18b】



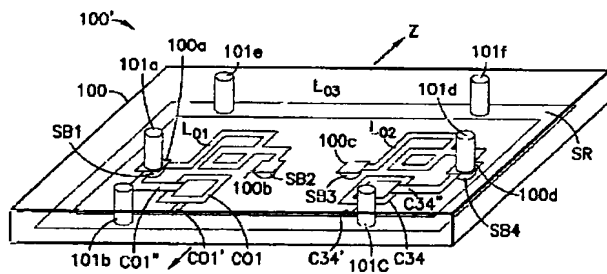
【図19a】



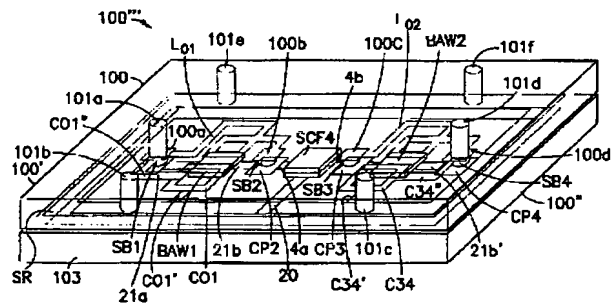
【図19b】



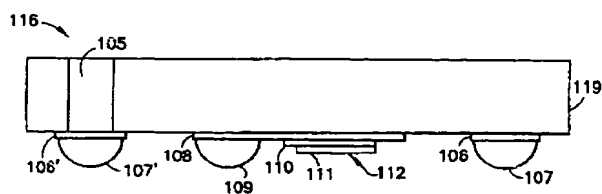
【図20a】



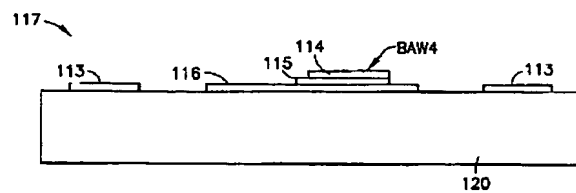
【図20c】



【図21a】

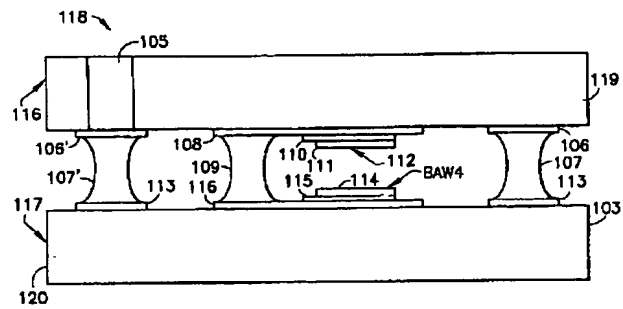


【図21b】





【図21c】



## 【外国語明細書】

## 1. Title of Invention

MONOLITHIC FILTERS UTILIZING THIN FILM BULK ACOUSTIC WAVE  
DEVICES AND MINIMUM PASSIVE COMPONENTS FOR CONTROLLING  
THE SHAPE AND WIDTH OF A PASSBAND RESPONSE

## 2. Claims

1. A Multi-pole Bulk Acoustic Wave (BAW) filter,  
comprising:

a first pair of ports;

a second pair of ports;

a first lead coupled between a first and a second one  
of said first pair of ports;

a second lead coupled between a first and a second one  
of said second pair of ports;

at least one BAW resonator coupled in series in said  
first lead;

at least a first Stacked Crystal Filter (SCF), said  
first SCF having first and second terminals coupled in  
said first lead, said first SCF also having a third  
terminal coupled in said second lead;

a plurality of impedance inverting elements, each  
individual one of said plurality of impedance  
inverting elements being coupled across said first and  
second leads; and

at least one inductive element, said at least one  
inductive element being coupled in parallel with said  
at least one BAW resonator, wherein said Multi-pole  
BAW filter yields a passband response having a center  
frequency  $f_c$ .

2. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1,

wherein said at least one BAW resonator includes a first BAW resonator and a second BAW resonator, said impedance inverting elements include a first impedance inverting element and a second impedance inverting element, and said at least one inductive element includes a first inductive element and a second inductive element, wherein each of said first BAW resonator and said first impedance inverting element has a respective first terminal coupled to said first port of said first pair of ports, said first BAW resonator also having a second terminal coupled to said first terminal of said first SCF, said second BAW resonator having a first terminal coupled to said second terminal of said first SCF, said second BAW resonator also having a second terminal coupled to said second port of said first pair of ports, said second impedance inverting element having a first terminal coupled to said second port of said first pair of ports, said first inductive element being connected in parallel with said first BAW resonator, and wherein said second inductive element is connected in parallel with said second BAW resonator.

3. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 2, wherein said first inductive element has a first end coupled to said first port of said first pair of ports, said first inductive element also having a second end coupled in said first lead between said second terminal of said first BAW resonator and said first terminal of said first SCF, said second inductive element having a respective first end coupled in said first lead between said second terminal of said first SCF and said first terminal of said second BAW resonator, said second inductive element also having a respective second end coupled to said second port of said first pair of ports, wherein said first impedance inverting element has a second terminal coupled to said first one of said second pair of ports, and wherein said second impedance inverting element has a second terminal coupled to said second one of said

second pair of ports.

4. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 2, wherein said first SCF has equivalent parallel capacitances which function as further impedance inverting elements.

5. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein said first terminal of said first SCF is coupled to said first port of said first pair of ports, said third terminal of said first SCF is coupled to a first node in said second lead, said second terminal of said first SCF is coupled to a first terminal of said at least one BAW resonator, wherein said Multi-pole BAW filter further comprises a second SCF, said second SCF having a first terminal coupled to a second terminal of said at least one BAW resonator, said second SCF having a second terminal coupled to said second port of said first pair of ports, said second SCF also having a third terminal coupled to a second node in said second lead, wherein said at least one impedance inverting element includes a first impedance inverting element and a second impedance inverting element, said first impedance inverting element having a first terminal coupled in said first lead between said second terminal of said first SCF and said first terminal of said at least one BAW resonator, said second impedance inverting element having a first terminal coupled in said first lead between said second terminal of said at least one BAW resonator and said first terminal of said second SCF.

6. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 5, wherein said at least one inductive element has a first end coupled in said first lead between said second terminal of said first SCF and said first terminal of said at least one BAW resonator, said at least one inductive element also having a second end coupled in said first lead between said second terminal of said at least one BAW resonator and said first terminal of said second SCF, wherein said first

impedance inverting element has a second terminal coupled to a third node in said second lead, said third node being interposed between said first and second nodes, and wherein said second impedance inverting element has a second terminal coupled in said second lead between said third node and said second node.

7. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 5, wherein each of said first and second SCFs have equivalent parallel capacitances which function as further impedance inverting elements.

8. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein said first SCF is tuned to yield a second harmonic resonance at a frequency which is approximately equal to said center frequency  $f_c$ .

9. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein each of said at least one BAW resonator and said first SCF includes an acoustic mirror structure.

10. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein said first SCF has equivalent parallel capacitances which function as impedance inverting components.

11. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein said at least one inductive element yields a resonance at the center frequency  $f_c$  of the Multi-pole BAW filter, and functions to cause the passband response to have an increased bandwidth relative to a passband bandwidth of a filter that does not include the at least one inductive element.

12. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 1, wherein each of said plurality of impedance inverting elements includes a capacitor.

13. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter, comprising:
- a first substrate;
  - a first conductive layer disposed on said first substrate;
  - a first contact pad disposed on said first substrate;
  - a second contact pad disposed on said first substrate;
  - at least one BAW resonator disposed on said first substrate, said at least one BAW resonator being serially coupled between said first and second contact pads;
  - at least one Stacked Crystal Filter (SCF) disposed on said first substrate, said at least one SCF being serially coupled between said first and second contact pads, said at least one SCF having a first terminal coupled to said first conductive layer;
  - a second substrate;
  - a second conductive layer disposed on said second substrate and being coupled to said first conductive layer;
  - at least one inductor disposed on said second substrate, said at least one inductor being coupled in parallel with said at least one BAW resonator; and
  - at least one impedance inverting element

disposed on said second substrate, said at least one impedance inverting element having a first terminal serially coupled between said first and second contact pads, said at least one impedance inverting element also having a second terminal coupled to said second conductive layer.

14. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said second substrate is disposed over said first substrate.

15. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said at least one BAW resonator includes a first BAW resonator and a second BAW resonator, said at least one impedance inverting element includes a first impedance inverting element and a second impedance inverting element, and said at least one inductor includes a first inductor and a second inductor, wherein each of said first BAW resonator and said first impedance inverting element has a respective first terminal coupled to said first contact pad, said first BAW resonator also having a second terminal coupled to a second terminal of said at least one SCF, said second BAW resonator having a first terminal coupled to a third terminal of said at least one SCF, said second BAW resonator also having a second terminal coupled to said second contact pad, said second impedance inverting element having a first terminal coupled to said second contact pad, said first inductor being connected in parallel with said first BAW resonator, and wherein said second inductor is connected in parallel with said second BAW resonator.

16. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said at least one impedance inverting element includes a capacitor.

17. A BAW filter as set forth in claim 13, and further comprising a plurality of electrically conductive

contacts coupled to said second conductive layer, said plurality of contacts for coupling said second conductive layer to ground, and wherein said first and second contact pads are for being coupled to external circuitry.

18. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said first conductive layer at least partially surrounds said first contact pad, said second contact pad, said at least one BAW resonator, and said at least one SCF.

19. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said second conductive layer at least partially surrounds said at least one inductor and said at least one impedance inverting element.

20. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said first and second conductive layers and said first and second substrates prevent environmental contaminants from coming into contact with said at least one BAW resonator, said at least one SCF, said first and second contact pads, said at least one inductor, and said at least one impedance inverting element.

21. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein said at least one inductor is coupled to said at least one BAW resonator through solder bumps.

22. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein at least one of said first and second substrates comprises one of Si, GaAs, glass, or a ceramic material.

23. A BAW filter as set forth in claim 15, wherein at least a portion of the first inductor is situated above said first BAW resonator, and at least a portion of the second inductor is situated above said second BAW resonator.



24. A BAW filter as set forth in claim 23, wherein the first impedance inverting element is disposed in a plane that is above a plane in which said first BAW resonator is disposed, and the second impedance inverting element is disposed in a plane that is above a plane in which said second BAW resonator is disposed.

25. A BAW filter as set forth in claim 13, wherein the at least one inductor includes a spiral coil.

26. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter, comprising:

a first substrate;

a first conductive layer disposed on said first substrate;

a first contact pad disposed on said first substrate;

a second contact pad disposed on said first substrate;

at least one BAW resonator disposed on said first substrate, said at least one BAW resonator being serially coupled between said first and second contact pads; and

at least one Stacked Crystal Filter (SCF) disposed on said first substrate, said at least one SCF being serially coupled between said first and second contact pads, said at least one SCF also having a first terminal coupled to said first conductive layer.

27. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in claim 26, and further comprising:

a second substrate;

a second conductive layer disposed on said second substrate and being coupled to said first conductive layer;

at least one inductor disposed on said second substrate, said at least one inductor being coupled in parallel with said at least one BAW resonator; and

at least one impedance inverting element disposed on said second substrate, said at least one impedance inverting element having a first terminal serially coupled between said first and second contact pads, said at least one impedance inverting element also having a second terminal coupled to said second conductive layer.

28. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter, comprising:

a first substrate;

a first conductive layer disposed on said first substrate;

a plurality of inductors disposed on said first substrate, each of said inductors having respective first and second terminal ends; and

a plurality of impedance inverting elements disposed on said first substrate, each of said impedance inverting elements having respective first and second terminals, wherein the first terminal of each respective one of the impedance inverting elements is coupled to the first terminal end of a respective one of the

inductors, and wherein the second terminal of each impedance inverting element is coupled to the first conductive layer.

29. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in claim 28, and further comprising:

a first plurality of electrical contacts, individual ones of said first plurality of electrical contacts being coupled to the second terminal end of respective ones of the inductors;

a second plurality of electrical contacts, individual ones of said second plurality of electrical contacts being coupled to the first terminal end of a respective one of the inductors and to the first terminal of a respective one of the impedance inverting elements; and

a third plurality of electrical contacts, individual ones of said third plurality of electrical contacts being coupled to said first conductive layer.

30. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in claim 28, and further comprising:

a second substrate;

a second conductive layer disposed on said second substrate;

a plurality of contact pads disposed on said second substrate;

a plurality of BAW resonators disposed on said second substrate, each of said BAW resonators being serially coupled between said contact

pads, each of said BAW resonators also being coupled to the second terminal end of a respective one of said inductors; and

at least one Stacked Crystal Filter (SCF) disposed on said second substrate, said at least one SCF being serially coupled between said contact pads, said at least one SCF also having a first terminal coupled to said second conductive layer, wherein individual ones of the contact pads are coupled to the first terminal of a respective one of the impedance inverting elements and to the first terminal end of a respective one of the inductors.

31. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in claim 30, and further comprising:

a first plurality of electrical contacts, each of said first plurality of electrical contacts being coupled between the second terminal end a respective one of the inductors and a respective one of said BAW resonators;

a second plurality of electrical contacts, each of said second plurality of electrical contacts coupling the first terminal end of a respective one of the inductors and the first terminal of a respective one of the impedance inverting elements, to a respective one of the contact pads; and

a third plurality of electrical contacts, individual ones of said third plurality of electrical contacts being coupled to said first conductive layer for being coupled to ground.

32. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in

claim 31, wherein the first plurality of electrical contacts have greater thicknesses than thicknesses of the BAW resonators.

33. A Bulk Acoustic Wave (BAW) filter as set forth in claim 31, wherein individual ones of the inductors are situated above the respective ones of the BAW resonators to which the inductors are coupled.

34. A Multi-pole Bulk Acoustic Wave (BAW) filter, comprising:

a first pair of ports;

a second pair of ports;

at least one BAW resonator coupled between said first pair of ports;

at least one Stacked Crystal Filter (SCF) coupled between said first pair of ports, said at least one SCF having a terminal coupled between said second pair of ports, said at least one SCF also having at least one lumped element equivalent component;

at least one impedance inversion means, each of said at least one impedance inversion means having a first end coupled between said first pair of ports and a second end coupled between said second pair of ports; and

at least one tuning element, said at least one tuning element being coupled in parallel with said at least one BAW resonator, said at least one tuning element yielding a resonance at approximately a center frequency  $f_c$  of the Multi-pole BAW filter for causing a passband of the Multi-pole BAW filter to have an

increased bandwidth relative to a passband bandwidth of another filter that does not include the at least one tuning element;

wherein said at least one lumped element equivalent component and said at least one impedance inversion means function to transform a terminating impedance of said Multi-pole (BAW) filter from a first impedance to a second impedance.

35. A Multi-pole BAW filter as set forth in claim 34, wherein the Multi-pole BAW filter includes a reduced number of impedance inversion means and tuning elements relative to the number of such components included in the another filter.

### 3. Detailed Description of Invention

#### FIELD OF THE INVENTION

This invention relates to filters and, in particular, this invention relates to filters that include Bulk Acoustic Wave (BAW) resonators, Stacked Crystal Filter (SCF) devices, and passive components for controlling filter passband characteristics.

#### BACKGROUND OF THE INVENTION

It is known to fabricate monolithic filters that include Bulk Acoustic Wave (BAW) resonator devices (also known in the art as "Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators (FBARs)"). Presently, there are primarily two known types of Bulk Acoustic Wave devices, namely, BAW resonators and Stacked Crystal Filters (SCFs). One difference between BAW resonators and SCFs is the number of layers that are included in the structures of the respective devices. By example, BAW resonators typically include two electrodes and a single piezoelectric layer that is disposed between the two electrodes. One or more membrane layers may also be employed between the piezoelectric layer and a substrate of the respective devices. SCF devices, in contrast, typically include two piezoelectric layers and three electrodes. In the SCF devices, a first one of the two piezoelectric layers is disposed between a first, lower one of the three electrodes and a second, middle one of the three electrodes, and a second one of the piezoelectric layers is disposed between the middle electrode and a third, upper one of the three electrodes. The middle electrode is

generally used as a grounding electrode.

BAW resonators yield parallel and series resonances at frequencies that differ by an amount that is a function of a piezoelectric coefficient of piezoelectric materials used to construct the devices (in addition to other factors, including the types of layers and other materials employed within the devices). By example, for a BAW resonator wherein there is a large ratio between a thickness of a membrane layer of the resonator to a thickness of a piezoelectric layer of the resonator, the frequency differential between the parallel and series resonances of the resonator is small. For BAW resonators that include electrodes and a piezoelectric layer, but which do not include membrane layers, the frequency differential between the series and parallel resonances of the devices is large. Also, the frequency differential between the series and parallel resonances of a BAW resonator is dependent on the operating frequency being employed. For example, if there is a frequency differential of 30MHz between parallel and series resonances of a resonator that is being operated at 1GHz, then there would be a 60MHz frequency differential between these resonances while the resonator is being operated at 2GHz (assuming the relative thicknesses of the resonator layers are the same in each case).

BAW resonators are often employed in bandpass filters having various topologies. By example, filters that include BAW resonators are often constructed to have ladder topologies. For the purposes of this description, ladder filters that are constructed primarily of BAW resonators are also referred to as "BAW ladder filters". The design of ladder filters is described in a publication entitled "Thin Film Bulk Acoustic Wave Filters for GPS", by K.M. Lakin et al. (Lakin), IEEE Ultrasonic Symposium, 1992, pp. 471-476. As is described in this publication, BAW ladder filters are typically constructed so that one or more BAW resonators



are series-connected within the filters and one or more BAW resonators are shunt-connected within the filters. An exemplary BAW ladder filter 41 that includes two BAW resonators 42 and 43 is shown in Fig. 8d. Another exemplary (single) BAW ladder filter 44 that includes two series-connected BAW resonators 43 and 45 and two shunt-connected BAW resonators 42 and 46 is shown in Fig. 8f. An equivalent circuit of the BAW ladder filter 44 is shown in Fig. 8h. Still another exemplary BAW ladder filter 47 is shown in Fig. 8i. This filter 47 has a "balanced" topology, and is similar to the filter 44 of Fig. 8f, but also includes a BAW resonator 48 and a BAW resonator 49. An equivalent circuit of this filter 47 is shown in Fig. 8j.

BAW ladder filters are typically designed so that the series-connected resonators (also referred to as "series resonators") yield a series resonance at a frequency that is approximately equal to, or near, the desired (i.e., "design") center frequency of the respective filters. Similarly, the BAW ladder filters are designed so that the shunt-connected resonators (also referred to as "shunt resonators" or "parallel resonators") yield a parallel resonance at a frequency that is approximately equal to, or near, the desired center frequency of the respective filters.

BAW ladder filters yield passbands having bandwidths that are a function of, for example, the types of materials used to form the piezoelectric layers of the BAW resonators, and the respective thicknesses of the layer stacks of the BAW resonators. Typically, the series-connected BAW resonators of BAW ladder filters are fabricated to have thinner layer stacks than the shunt-connected resonators of the filters. As a result, the series and parallel resonances yielded by the series-connected BAW resonators occur at somewhat higher frequencies than the series and parallel resonant frequencies yielded by the shunt-connected BAW resonators.

(although the series resonance of each series-connected BAW resonator still occurs at a frequency that is near the desired filter center frequency on the frequency spectrum). In a BAW ladder filter, the parallel resonances yielded by the series-connected BAW resonators cause the filter to exhibit a notch above the upper edge or skirt of the filter's passband, and the series resonances yielded by the shunt-connected BAW resonators cause the filter to exhibit a notch below the lower edge of the filter's passband. These notches have "depths" that are a function of acoustic and electric losses of the series-connected and shunt-connected BAW resonators (i.e., the notch depths are a function of quality factors of the shunt and series BAW resonators).

The difference in the thicknesses of the layer stacks of the series-connected and shunt-connected BAW resonators can be achieved during the fabrication of the devices. By example, in a case in which the BAW resonators include one or more membrane layers, an additional layer of suitable material and thickness may be added to the membrane layers of the shunt-connected devices during fabrication so that, after the devices are completely fabricated, the shunt-connected devices will have thicker layer stacks than the series-connected resonators. As another example, the series resonators can be fabricated to have thinner piezoelectric layers than the shunt resonators, and/or the thicknesses of the upper electrodes of the series resonators can be reduced by a selected amount using a suitable technique, after the deposition of the upper electrode layers. These steps require the use of masking layers. Being that a parallel resonance yielded by a series-connected BAW resonator of a BAW ladder filter causes the filter to exhibit a notch above the upper edge or skirt of the filter's passband, and the series resonance yielded by a shunt-connected BAW resonator of the BAW ladder filter causes the filter to exhibit a notch below the lower edge

of the filter's passband, it can be appreciated that the maximum achievable bandwidth of the filter is defined by the frequency differential between the parallel resonant frequency of the series-connected resonator and the series resonant frequency of the shunt-connected resonator. By example, consider a BAW ladder filter that includes a series-connected BAW resonator and a shunt-connected BAW resonator. The series-connected BAW resonator is assumed to have a series resonant frequency of 947 MHz and a parallel resonant frequency of 980 MHz, and the shunt-connected BAW resonator is assumed to have a parallel resonant frequency of 917 MHz and a series resonant frequency of 914MHz. In this example, the bandwidth of the BAW ladder filter is defined by the difference between frequencies 980MHz and 914MHz.

The performance of BAW ladder filters may be further understood in view of the lumped element equivalent circuit of a BAW resonator shown in Fig. 4b. The equivalent circuit includes an equivalent inductance ( $L_m$ ), an equivalent capacitance ( $C_m$ ), and an equivalent resistance ( $R$ ), that are connected in series, and a parallel parasitic capacitance ( $C_o$ ). The series resonance of the BAW resonator is caused by the equivalent inductance ( $L_m$ ) and the equivalent capacitance ( $C_m$ ). At the series resonant frequency of the BAW resonator, the impedance of the BAW resonator is low (i.e., in an ideal case, where there are no losses in the device, the BAW resonator functions like a short circuit). At frequencies that are lower than this series resonant frequency, the impedance of the BAW resonator is capacitive. At frequencies that are higher than the series resonant frequency of the BAW resonator, but which are lower than the parallel resonant frequency of the device (the parallel resonance results from equivalent capacitance ( $C_o$ )), the impedance of the BAW resonator is inductive. Also, at higher frequencies than the parallel resonant frequency of the BAW resonator, the impedance of

the device is again capacitive, and, at the parallel resonant frequency of the device, the impedance of the BAW resonator is high (i.e., in an ideal case the impedance is infinite and the device resembles an open circuit at the parallel resonant frequency).

For an exemplary case in which two BAW resonators (e.g., a shunt BAW resonator and a series BAW resonator) having equivalent circuits similar to the one shown in Fig. 4b are employed in a BAW ladder filter, a lowest resonant frequency of the filter is one at which the series resonance of the shunt BAW resonator occurs. At this frequency, an input of the BAW ladder filter is effectively shorted to ground, and thus a frequency response of the BAW ladder filter exhibits a deep notch below the passband of the filter. The next highest resonant frequencies of the BAW ladder filter are the series resonant frequency of the series BAW resonator and the parallel resonant frequency of the shunt BAW resonator. These resonant frequencies are within the passband frequencies of the BAW ladder filter, and are located at or near the desired center frequency of the BAW ladder filter on the frequency spectrum. At the parallel resonant frequency of the shunt BAW resonator, the shunt BAW resonator behaves like an open circuit, and at the series resonant frequency of the series BAW resonator, the series BAW resonator behaves like a short circuit (and thus provides a low-loss connection between input and output ports of the BAW ladder filter). As a result, for a case in which a signal having a frequency that is approximately equal to the center frequency of the BAW ladder filter is applied to the input of the BAW ladder filter, the signal experiences minimum insertion loss (i.e., it encounters low losses) as it traverses the filter circuit between the filter's input and output.

A highest resonant frequency of the BAW ladder filter is one at which the series-connected BAW resonator yields a

parallel resonance. At this frequency, the series BAW resonator behaves like an open circuit and the shunt BAW resonator behaves like a capacitor. As a result, the filter's input and output are effectively de-coupled from one another, and the frequency response of the filter includes a deep notch above the filter's passband.

The frequency response of a BAW ladder filter that includes no tuning elements typically has deep notches and steeply-sloped upper and lower passband edges (i.e., skirts). Unfortunately, however, these types of ladder filters tend to provide poor stopband attenuation (i.e., out-of-band rejection) characteristics. An example of a measured frequency response of a BAW ladder filter (such as filter 44a of Fig. 8f) that exhibits deep notches, steeply sloped passband edges, and poor stopband attenuation, and which includes four BAW resonators and no tuning elements, is shown in Fig. 9.

Another exemplary frequency response is shown in Fig. 8e, for the BAW ladder filter 41 of Fig. 8d. The BAW ladder filter 41 yields the frequency response of Fig. 8e assuming that 1) the resonators 43 and 42 include the layers listed in respective Tables 1 and 2 below, 2) the layers of resonators 43 and 42 have thicknesses and include the materials listed in respective Tables 1 and 2, 3) the filter 41 is connected between 50 Ohm terminals, and 4) the filter 41 includes no tuning elements.

TABLE 1

TABLE 2

SERIES BAW RESONATOR (43, 45)		SHUNT BAW RESONATOR (42, 46)	
Layer		Layer	
Upper electrode: Molybdenum (Mo)	308 nm	Upper electrode: Molybdenum (Mo)	308 nm
Piezoelectric layer: Zinc-oxide (ZnO)	2147 nm	Piezoelectric layer: Zinc-oxide (ZnO)	2147 nm
Lower electrode: Molybdenum (Mo)	308 nm	Lower electrode: Molybdenum (Mo)	308 nm
first membrane layer: silicon-dioxide (SiO <sub>2</sub> )	90 nm	first membrane layer: (SiO <sub>2</sub> )	90 nm
		second membrane layer: (SiO <sub>2</sub> )	270 nm
area of upper electrode	225 $\mu$ m * 225 $\mu$ m	area of upper electrode	352 $\mu$ m * 352 $\mu$ m

As can be appreciated in view of Tables 1 and 2, the BAW resonator 42 includes two membrane layers, and the BAW resonator 43 includes only a single membrane layer. The employment of two membrane layers in the resonator 42 causes the resonant frequencies yielded by the resonator 42 to be lower than those yielded by the series-connected resonator 43, as was described above.

The level of stopband attenuation provided by a BAW ladder filter can be increased by including additional BAW resonators in the filter and/or by constructing the filter so that the ratio of the areas of the filter's parallel-connected BAW resonators to the areas of the filter's series-connected BAW resonators is increased. Fig. 8g shows an exemplary "simulated" frequency response of the filter 44 (which includes a greater number of resonators than the filter 41), assuming that 1) the resonators 43 and 45 include the layers having the thicknesses and materials listed in Table 1, 2) the resonators 42 and 46 include the layers having the thicknesses and materials listed in Table 2, and 3) the filter 44 includes no tuning elements.

As can be appreciated in view of Figs. 8e and 8g, the degree of attenuation provided by the filter 44 at out-of-band frequencies is improved somewhat over the attenuation level provided by the filter 41 that includes only two BAW resonators. Unfortunately, however, the employment of additional BAW resonators in a filter increases the filter's overall size and can cause an undesirable increase in the level of insertion loss of the filter. This is also true in cases in which the filter's parallel-connected BAW resonators are fabricated to have larger areas than the series-resonators. Moreover, even if such measures are taken in an attempt to improve the filter's passband response, the level of stopband attenuation provided by the filter may be insufficient for certain applications.

As shown in Figs. 8e and 8g, the center frequencies of the passbands of respective filters 41 and 44 are located at about 947.5 MHz on the frequency spectrum, and the minimum passband bandwidth yielded by each of the filters 41 and 44 is approximately 25 MHz. As can be appreciated by those having skill in the art, these frequency response characteristics are required of filters that are employed in GSM receivers.

Another type of filter in which BAW resonators are often employed is the multi-pole filter. Multi-pole filters typically comprise either series-connected BAW resonators or parallel connected BAW resonators, although other suitable types of resonators may also be employed such as, for example, discrete component resonators or quartz crystal resonators. Multi-pole filters that include series-connected resonators typically include passive elements, in particular, impedance inverting elements, coupled between adjacent resonators. Conversely, multi-pole filters that include parallel-connected resonators often include admittance inverting elements coupled between adjacent resonators.

An impedance inverting element transforms a terminating impedance  $Z_b$  of a circuit to an impedance  $Z_a$ , where:

$Z_a = \frac{K^2}{Z_b}$ , and where  $K$  represents an inversion parameter for the impedance inverting element.

An admittance inverting element transforms a terminating conductance  $Y_b$  of a circuit to a conductance  $Y_a$ , where:

$Y_a = \frac{J^2}{Y_b}$ , and where  $J$  represents an inversion parameter for the admittance inverting element.

In microwave circuits, various components may be employed as impedance inverting elements. By example, a simple impedance inverting element can be realized by employing a quarter wavelength of transmission line (at a center frequency of the transmission line). For this device, the characteristic impedance of the transmission line is the inversion parameter of the device.

In a publication entitled "Recent Advances in Monolithic Film Resonator Technology", Ultrasonic Symposium, 1986, pp. 365-369, by M.M. Driscoll et al. (Driscoll), a disclosure is made of a multi-pole filter that includes BAW resonators connected in a series configuration and a number of impedance inverting elements, in particular, inductors, that are each connected between ground and a respective node located between a respective pair of the BAW resonators.

An example of a multi-pole filter 52 is shown in Fig. 10a. The filter 52 comprises resonators  $X_1$ ,  $X_2$ , and  $X_3$ , and impedance inverting circuits 51a-51d. The resonators  $X_1$ ,  $X_2$ , and  $X_3$  have respective impedances represented by  $X_i(\omega)$ ,



$X_2(\omega)$ , and  $X_3(\omega)$ , where  $X_j(\omega) = \omega L_j^{-1} / \omega C_j$ ,  $L_j$  represents an equivalent inductance of the respective resonator,  $C_j$  represents an equivalent capacitance of the respective resonator, and where  $L_j$  represents an equivalent inductance of the respective resonator,  $C_j$  represents an equivalent capacitance of the respective resonator, and  $\omega = 2\pi f$ . The filter 52 also has terminating impedances represented by  $R_a$  and  $R_b$ .

The impedance inversion parameter of the impedance inverting circuit 51a is equal to  $K_{01}$ , where  $K_{01}$  is represented by equation (1):

$$K_{01} = \sqrt{\frac{Ra(Rsp)_1 w}{g_0 g_1}} \quad (1)$$

The impedance inversion parameters of the impedance inverting circuits 51b and 51c are each equal to  $K_{j,j+1}$ , where  $K_{j,j+1}$  is represented by equation (2):

$$K_{j,j+1} = \sqrt{\frac{(Rsp)_j (Rsp)_{j+1} w}{g_j g_{j+1}}} \quad (2)$$

Similarly, the impedance inversion parameter of the impedance inverting circuit 51d is equal to  $K_{n,n+1}$ , where  $K_{n,n+1}$  is represented by equation (3):

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Rb(Rsp)_{n+1} w}{g_n g_{n+1}}} \quad (3)$$

In each of the above equations (1-3), the variable (Rsp) defines a reactance slope parameter of an individual resonator  $X_1$ ,  $X_2$ , and  $X_3$ . By example, a reactance slope parameter (Rsp)<sub>j</sub> of a resonator may be represented by equation (4):

$$(RSP)_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (4)$$

In the foregoing equations (1-4), the term  $\omega$  represents an angular frequency variable, the term  $\omega_0$  represents a particular angular frequency, the term  $w$  represents a fractional bandwidth, the terms  $g_n$ ,  $g_{n+1}$ ,  $g_0$ ,  $g_1$ ,  $g_j$ , and  $g_{j+1}$  represent normalized capacitance or inductance values of the impedance inverting circuits 51a-51d of the filter 52,  $R_s$  and  $R_L$  represent terminating impedances of the filter 52, and the term  $\frac{dX_j(\omega)}{d\omega}$  is a reactance slope of a resonator (i.e., a derivative of the impedance of the resonator at a center frequency of the resonator ( $\omega_0=2\pi f_0$ )) relative to frequency  $\omega=2\pi f$ .

The impedance inverting circuits 51a-51d may each include impedance inverting elements that are similar to those included in, for example, circuits 53 and 54 of Figs. 11a and 11b, respectively. That is, each of the impedance inverting circuits 51a-51d may comprise inductors L1-L3, such as those shown in Fig. 11a, or capacitors C1-C3, such as those shown in Fig. 11b. In the circuit 53 of Fig. 11a, each of the inductors L1-L3 preferably has a same (absolute) inductance value, although the inductance values (represented by  $-L$ ) of each series inductor L1 and L2 are preferably negative, whereas the inductance value of shunt inductor L3 is preferably positive (represented by  $+L$ ). Also, where more than a single one of the circuits 53 is employed in a filter, the inductance values of the inductors L1-L3 of one of the circuits 53 may be different than those of the inductors L1-L3 of other ones of the circuits 53 included in the filter. Inductance values ( $L$ ) for inductors L1-L3 may be calculated using the formula  $K = \omega L$ , where  $K$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 53.

In the circuit 54 of Fig. 11b, each of the capacitors C1-C3 preferably has a same (absolute) capacitance value, although the capacitance values (represented by  $-C$ ) of each series capacitor C1 and C2 are preferably negative, whereas the capacitance value of shunt capacitor C3 is preferably positive (represented by  $+C$ ). Also, where more than a single one of the circuits 54 is employed in a filter, the capacitance values of the capacitors C1-C3 of one of the circuits 54 may be different than those of the capacitors C1-C3 of other ones of the circuits 54 included in the filter. Capacitance values ( $C$ ) for capacitors C1-C3 may be calculated using the formula  $K1 = 1/\omega C$ , where  $K1$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 54.

In cases where the circuit 53 is employed within the impedance inverting circuits 51a-51d of the multi-pole filter 52 of Fig. 10a, the circuit 52 operates as if the inductors L1 and L2 (which have negative inductance values ( $-L$ )) are effectively "included" in the resonators X1-X3. For cases in which the circuit 54 is employed within each of the impedance inverting circuits 51a-51d of the filter 52, the circuit 52 operates as if the capacitors C1 and C3 (which have negative capacitive values ( $-C$ )) are effectively "included" in the resonators X1-X3. The "effective inclusion" of inductors or capacitors in resonators of a multi-pole filter will be further described below, with respect to the discussion of a multi-pole filter 52' shown in Fig. 10b.

Referring now to Fig. 10b, the multi pole filter 52' is shown. The filter 52' is similar to the filter 52 of Fig. 10a, except that the resonators X1 and X2 (for convenience, resonator X3 is not shown in Fig. 10b) are shown to include inductors and capacitors. More particularly, resonator X1 is shown to include inductor L1' and capacitor C1', and resonator X2 is shown to include inductor L2' and capacitor C2'.

In cases where the circuit 53 is employed as impedance inverting circuits 51a-51d for the multi-pole filter 52' of Fig. 10b, the filter 52' operates as if the inductors L1 and L2 of circuit 53 (which inductors have negative inductance values  $(-L)$ ) are effectively "included" in resonators of the filter 52'. More particularly, and as an example, the employment of circuit 53 for impedance inverting circuits 51a and 51b connected to resonator X1 within filter 52' causes an equivalent inductance to be produced which is a combination of the inductance value of inductor L1' of resonator X1 and the inductance values of inductors L1 and L2 of the impedance inverting circuits 51b and 51a, respectively. This equivalent inductance has a value  $L_{eqv}$ , where  $L_{eqv} = L_{L1} - L - L$ , where  $L_{L1}$  represents the inductance value of inductor L1', and  $-L$  represents the inductance value of the individual inductors L1 and L2. This relationship can also be characterized by the equation  $L_{eqv} = L_{L1} - \omega/K_{01} - \omega/K_{12}$ , where  $\omega$  represents frequency,  $K_{01}$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 51a, and  $K_{12}$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 51b.

In cases where the resonators of a filter are fabricated so as to exhibit similar resonant frequencies, the inclusion of impedance inverting circuits, such as circuits 51a-51d, within the filter can cause the resonators to exhibit somewhat different resonance frequencies.

A curve (CV1) representing a reactance  $X(\omega)$  of a series resonator having one inductor and one capacitor (such as resonators X1-X3) is shown in Fig. 11c. Curve (CV2) represents the reactance of a similar resonator that is coupled to a shunt capacitor. The series resonance of the resonator for each case is represented by (SR), and the parallel resonance of the resonator coupled to the shunt capacitor is represented by (PR). As can be seen in view of Fig. 11c, the reactance curves for the series resonator and

the series resonator that is coupled to a shunt capacitor resemble one other at approximately the frequencies of the series resonances of the resonators. In filters that are similar to filter 52', but which include BAW resonators for the resonators X1, X2, and X3 of Fig. 10b, this can cause the filter to yield only a narrow passband bandwidth. This is especially true if no external coil is employed in the filter for canceling the effects of the shunt capacitor near the center frequency of the filter (which causes the parallel resonant frequency of the resonator to be increased).

In cases where the circuit 54 is employed as impedance inverting circuits 51a-51d for the multi pole filter 52' of Fig. 10b, equivalent capacitances are provided in the filter 52' which result from a combination of the capacitance values (-C) of capacitors C1 and C3 of circuit 54 and capacitance values of various ones of the capacitors C1', C2', etc., of the filter 52'. By example, the employment of circuit 54 for impedance inverting circuits 51a and 51b, which are connected to resonator X1 within filter 52', causes an equivalent capacitance to be provided which is a combination of the capacitance value of capacitor C1' of resonator X1 and the capacitance values (-C) of capacitors C1 and C3 of the impedance inverting circuits 51b and 51a, respectively. This equivalent capacitance has a value  $C_{eq}$ , where  $C_{eq} = C_{C1} - C - C$ ,  $C_{C1}$  represents the capacitance value of capacitor C1', and -C represents the capacitance value of the individual capacitors C1 and C2. This relationship can also be characterized by the equation  $C_{eq} = C_{C1} - \omega/K_{01} - \omega/K_{12}$ , where  $\omega$  represents frequency,  $K_{01}$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 51a, and  $K_{12}$  represents an impedance inversion parameter for the circuit 51b.

Filters such as that shown in Fig. 10b are preferably designed by first selecting thicknesses and areas for

layers of the resonators of the filters. These thicknesses and areas are selected so that the resonators will resonate at desired frequencies. Thereafter, equivalent circuit element values (e.g.,  $L_m$ ,  $C_m$  and  $C_o$ ) are calculated, as are values (e.g.,  $K_j$ ,  $K_{j+1}$ ) for impedance inversion parameters of the filter. Being that these impedance inversion parameter values affect the equivalent capacitance values and/or equivalent inductance values provided within the filter, the calculated values of the equivalent circuit elements (e.g.,  $L_m$ ,  $C_m$  and  $C_o$ ), as well as the thicknesses/areas of the resonator layers, may need to be modified somewhat in order to enable the resonators to resonate at desired frequencies.

An example of a multi-pole filter 55 which includes series-connected BAW resonators 56-58, and which also includes capacitors C01, C12, C23, and C34, which function as impedance inverting elements, is shown in Fig. 12. The capacitors C01, C12, C23, and C34 are shunt-connected within the circuit 55. The capacitance values of these capacitors C01, C12, C23, and C34 may be selected using known filter synthesis methods for enabling the filter 55 to produce a desired frequency response (including, e.g., a response similar to that of a Butterworth or Chebyshev filter).

Multi-pole filters such as that shown in Fig. 12 (these filters are also referred to as "BAW resonator multi-pole filters") typically provide narrow passband bandwidths. By example only, for cases in which these types of filters are operating at frequencies in the gigahertz range, the filters provide a passband bandwidth of only a few megahertz. Typically, the BAW resonators of these types of filters are designed to have a series resonance at the passband center frequency of the filters, and the passband bandwidths of the filters are more narrow than the band of frequencies which separates the parallel and series

resonances of each individual BAW resonator.

The passband bandwidth of multi-pole filters that include BAW resonators can be increased by connecting other passive elements ("tuning" elements), such as inductors, in parallel with these BAW resonators, as is described in the Driscoll publication. The added inductors normally cause the equivalent parallel capacitance  $C_0$  (see, e.g., Fig. 4b) of the individual BAW resonators to be canceled at the center frequencies of the individual filters, and also increase the frequency differential between the parallel and series resonant frequencies of the respective resonators. Unfortunately, these inductors may not always be effective at out-of-band frequencies, and the addition of more than a few of these inductors to a filter can add undesired complexity and size to the overall filter structure.

An example of a filter 59 which includes inductors connected in parallel with BAW resonators is shown in Fig. 13. The filter 59 includes BAW resonators (BAW1), (BAW2), and (BAW3), inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$ , which are connected in parallel with the respective BAW resonators (BAW1), (BAW2) and (BAW3), and capacitors  $C_{01}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{23}$ , and  $C_{34}$ , which are employed as impedance inverting elements. Each of the inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$ , has an inductance value of  $L_{00}$ , where  $L_{00} = 1/(C_0\omega_0^2)$ ,  $C_0$  represents the equivalent parallel capacitance of individual ones of the resonators (BAW1), (BAW2), and (BAW3), and  $\omega_0$  represents a center frequency of the filter 59. The filter 59 exhibits a frequency response having three poles.

The inclusion of the inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$  in the filter 59 enables the filter 59 to provide an increased passband bandwidth relative to the filter 55 of Fig. 12. Unfortunately, however, the inclusion of the inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$  in the filter 59 causes the filter 59 to

provide poor stopband attenuation characteristics at low frequencies. This can be seen in view of Figs. 14a and 14b, which show an exemplary frequency response of the filter 59, assuming that 1) the BAW resonators (BAW1), (BAW2), and (BAW3) include layers having the materials and thicknesses shown in Table 3, 2) the capacitors  $C_{01}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{23}$ , and  $C_{34}$  have capacitance values similar to those shown in Table 3, and 3) the inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$  have inductance values similar to those shown in Table 3.

TABLE 3

Layer	Layer Thickness (BAW 1, BAW 3)	Layer Thickness (BAW 2)
Tuning Layer SiO <sub>2</sub>	28 nm	--
Upper Electrode Au	322 nm	322 nm
Piezoelectric Layer ZnO	1430 nm	1430 nm
Lower Electrode Au	331 nm	331 nm
Membrane Layer SiO <sub>2</sub>	242 nm	242 nm
Area of electrodes (Horizontal)	255 $\mu$ m* 255 $\mu$ m	255 $\mu$ m* 255 $\mu$ m
$C_{01}$ , $C_{34}$	4.94 pF	
$C_{12}$ , $C_{23}$	8.55 pF	
$L_{01}$ , $L_{02}$ , $L_{03}$	7.2 nH	

Referring to Fig. 14a, it can be seen that the filter 59 exhibits poor stopband attenuation characteristics at frequencies that are below 800MHz.

Reference will now be made to other types of multi-pole filters, namely, multi-pole filters that are primarily comprised of Stacked Crystal Filter (SCF) devices (also referred to as "SCF multi-pole filters"). It is known to employ one or more SCF devices in a passband filter. An advantage of employing SCF devices in passband filters is the better stopband attenuation characteristics provided by



these filters in general, as compared to the stopband attenuation characteristics of typical BAW ladder filters (an exemplary frequency response of a SCF is shown in Fig. 8c).

An exemplary lumped element equivalent circuit of a SCF is shown in Fig. 8b. The equivalent circuit includes an equivalent inductance ( $2L_m$ ), an equivalent capacitance ( $C_m/2$ ), an equivalent resistance ( $2R$ ), and equivalent parallel (parasitic) capacitances ( $C_0$ ). As can be appreciated in view of Fig. 8b, the SCF can be considered to be an LC resonator having parallel capacitances ( $C_0$ ) connected to ground. Owing to these parallel capacitances ( $C_0$ ), SCF devices are well suited for being employed in multi pole filters. By example, an ideal multi-pole filter having SCF devices is preferably constructed so that the parallel capacitances  $C_0$  of the devices function as impedance inverting elements. The use of these capacitances  $C_0$  as impedance inverting elements avoids the need to employ external discrete components as impedance inverting elements for the filter.

In a SCF device, the maximum passband bandwidth that can be provided is a function of the ratio of the equivalent series capacitance  $C_m$  of the SCF device to the equivalent shunt capacitances  $C_0$  of the SCF device. This ratio is dependent on the level of piezoelectric coupling provided by piezoelectric layers of the SCF device. For example, a reduction in a piezoelectric layer thicknesses and a corresponding increase in a thickness of another layer (e.g., a support layer or electrode layer) of a SCF device (for causing the device to yield a same resonant frequency) results in the device yielding correspondingly narrower passband bandwidths (and decreased coupling levels). As such, the level of coupling provided may be decreased by altering the relative thicknesses of these layers. In an ideal case, a maximum passband bandwidth can be provided by

a SCF device which includes only piezoelectric layers and electrode layers, although such a structure is generally not employed in practice.

In general, a maximum passband bandwidth of a filter comprised primarily of SCFs and no additional discrete elements is achieved where a combination of capacitance values ( $2 \cdot C_0$ ) of two series-connected SCFs of the filter equals a desired value of an impedance inverting capacitance for the filter (in such a filter, impedance inversion is provided by the combination of the capacitance values of the series-connected SCFs). An even wider passband bandwidth can be achieved by connecting an external passive element in these filters, such as an inductor, between the two SCFs devices so as to cancel at least some of the inherent shunt capacitances ( $C_0$ ) of the SCFs at passband frequencies. Such a filter is described in U.S. Patent 5,382,930. Typically, the number of inductors employed in these types of filters is one less than the number of SCF devices employed in the filters, although additional inductors may be employed across the input ports and output ports of the filters to provide a higher degree of matching and reduced ripple levels at passband frequencies.

An exemplary multi pole filter 56 that includes SCF devices is shown in Fig. 15a. The multi-pole filter 56 includes three SCF devices, namely SCFs 57, 58 and 59, and further includes shunt-connected inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$ . Fig. 15b shows an exemplary frequency response of the filter 56 of Fig. 15a, wherein it is assumed that 1) the SCF devices 57-59 of the filter 56 include layers having the materials and thicknesses shown in Table 4, 2) each of the SCF devices 57-59 is constructed so as to yield a second harmonic resonance at the passband center frequency of the filter 56, and 3) the inductances  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$  each have an inductance value as shown in Table 4.

TABLE 4

Layer	Layer Thickness (SCFs 57 and 59)	Layer Thickness (SCF 58)
Tuning Layer SiO <sub>2</sub>	--	107 nm
Upper Electrode Au	228 nm	228 nm
Upper Piezoelectric Layer ZnO	2020 nm	2020 nm
Ground Electrode Au	317 nm	317 nm
Lower Piezoelectric layer ZnO	2020 nm	2020 nm
Lower Electrode Au	282 nm	282 nm
Membrane Layer SiO <sub>2</sub>	186 nm	186 nm
Area of electrodes	310 $\mu$ m* 310 $\mu$ m	310 $\mu$ m* 310 $\mu$ m
$L_{p1}$ and $L_{p2}$ inductances	8.3 nH	

The fundamental resonance of each SCF device 57-59 appears as a spurious response at approximately 500 MHz. Also, the parallel resonances of the shunt-connected inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$ , and the equivalent parallel capacitances  $C_0$  of the SCF devices 57-59, cause the filter 56 to yield a spurious response at approximately 640MHz. These spurious responses are undesired in that they cause the filter 56 to provide poor stopband attenuation at frequencies which are lower than the frequencies of the passband. Fig. 15c shows a portion (namely, the passband) of the frequency response of Fig. 15b in greater detail, between the frequencies of 925 MHz and 970 MHz. It should be noted that the SCF devices 57-59 of the filter 56 may also be constructed so as to yield their fundamental resonances at the passband center frequency of the filter 56. Assuming this is the case, the filter 56 may produce spurious responses at frequencies that are higher than the passband frequencies of the filter

56 (e.g., a spurious response may appear at approximately 2GHz). This response is also undesired.

In view of the above description, it can be appreciated that it would be desirable to provide a filter having a topology which enables the filter to provide desirable passband response characteristics, such as a wide passband bandwidth and a high degree of stopband attenuation, while employing a reduced number of passive components (i.e., discrete parallel inductors and discrete impedance inverting elements) relative to the number of passive components included in prior art multi-pole filters. It would also be desirable that the filter provide better frequency response characteristics than are provided by the multi-pole filters described above.

#### OBJECTS OF THE INVENTION:

It is an object of this invention to provide a filter that provides improved frequency response characteristics relative to those that can be provided by conventional BAW resonator multi-pole filters and conventional SCF multi-pole filters.

It is another object of this invention to provide a bandpass filter which yields improved frequency response characteristics relative to those yielded by conventional multi-pole filters, while employing a reduced number of passive components relative to the number of such components employed in conventional multi-pole filters.

Further objects and advantages of this invention will become apparent from a consideration of the drawings and ensuing description.

SUMMARY OF THE INVENTION

The foregoing and other problems are overcome and the objects of the invention are realized by a Multi-pole Bulk Acoustic Wave Resonator Stacked Crystal Filter (BAWR-SCF) device or circuit. According to a preferred embodiment of the invention, the Multi-pole BAWR-SCF circuit comprises four ports, a first lead that is connected between a first and a second one of the ports, and a second lead that is connected between a third and a fourth one of the ports. The Multi-pole BAWR-SCF circuit also comprises at least one BAW resonator that is connected in series in the first lead, and at least one Stacked Crystal Filter (SCF). The SCF has first and second terminals that are connected in the first lead, and a third terminal that is connected in the second lead. The Multi-pole BAWR-SCF circuit further comprises a plurality of impedance inverting elements and at least one inductive element. Each individual one of the impedance inverting elements is coupled across the first and second leads, and the at least one inductive element is connected in parallel with the at least one BAW resonator. The second lead is preferably connected to ground during use.

In accordance with one embodiment of the invention, the at least one BAW resonator includes a first BAW resonator and a second BAW resonator, the plurality of impedance inverting elements include a first impedance inverting element and a second impedance inverting element, and the at least one inductive element includes a first inductive element and a second inductive element. Each of the first BAW resonator and the first impedance inverting element has a respective first terminal that is coupled to the first port. The first BAW resonator also has a second terminal that is coupled to the first terminal of the SCF, and the second BAW resonator has a first terminal that is coupled to the second terminal of the SCF. Additionally, the second

BAW resonator has a second terminal that is coupled to the second port, the second impedance inverting element has a first terminal that is coupled to the second port, the first inductive element is connected in parallel with the first BAW resonator, and the second inductive element is connected in parallel with the second BAW resonator.

Also in this embodiment of the invention, the first inductive element has a first end that is coupled to the first port, and the first inductive element has a second end that is connected in the first lead between the second terminal of the first BAW resonator and the first terminal of the SCF. Moreover, the second inductive element has a respective first end that is connected in the first lead between the second terminal of the SCF and the first terminal of the second BAW resonator, and also has a respective second end that is coupled to the second port. Also, the first impedance inverting element has a second terminal that is coupled to the third port, and the second impedance inverting element has a second terminal that is coupled to the fourth port.

In accordance with a further embodiment of the invention, a Multi-pole BAWR-SCF circuit is provided which is similar to that of the preferred embodiment described above, except that the circuit comprises two SCF devices, a single BAW resonator, an inductive element that is connected in parallel with the BAW resonator, and two shunt-connected impedance inverting elements. The BAW resonator is interposed between the two SCF devices. A first one of the SCF devices has a terminal that is coupled to the first port, a terminal that is coupled to a terminal of the BAW resonator, and another terminal that is coupled to the second lead. A second one of the SCF devices has a terminal that is coupled to the second port, a terminal that is coupled to another terminal of the BAW resonator, and a terminal that is coupled to the second lead. A first

one of the two impedance inverting elements has a first end that is coupled in the first lead between the first SCF device and the BAW resonator, and also has a second end that is coupled to the second lead. Moreover, a second one of the impedance inverting elements has a first end that is coupled in the first lead between the BAW resonator and the second SCF device, and also has a second end that is coupled to the second lead.

In accordance with the invention, by employing the BAW resonators, SCFs, impedance inverting elements, and inductive elements within a single circuit, such as the circuits of the invention described above, a frequency response having a wide passband bandwidth and a high degree of stopband attenuation is provided by the circuit. Also in accordance with the invention, the equivalent parallel capacitance  $C_0$  of the SCFs function as further impedance inverting elements.

The number of discrete elements (e.g., parallel inductors and impedance inverting elements) employed in the circuits of the invention is reduced relative to the number of such elements employed in at least some conventional multi-pole filters, and the circuits of the invention nevertheless provide wide passband bandwidths. The Multi-pole BAWR-SCF circuits of the invention provide generally improved frequency responses relative to those that can be exhibited by, for example, the conventional BAW resonator multi-pole filters and conventional SCF multi-pole filters described above.

In accordance with another aspect of the invention, the SCFs (which yield series resonances) of each Multi-pole BAWR-SCF circuit may be fabricated to have a layer stack of a thickness that enables the SCFs to yield either a fundamental resonant frequency or a second harmonic resonant frequency at, or near, the desired ("design")

center frequency of the Multi-pole BAWR-SCF device. Preferably, the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention are constructed so that the SCFs yield a second harmonic resonance, rather than a fundamental resonance, at the "design" center frequency of the respective Multi-pole BAWR-SCF devices. This is because the Multi-pole BAWR-SCF devices are easier to fabricate in this case.

The Multi-pole BAWR-SCF circuits may include any suitable types of BAW resonators and SCFs, including, for example, solidly-mounted (i.e., acoustic mirror structure) BAW resonators and SCFs. The use of acoustic mirrors in the Multi-pole BAWR-SCF devices offers a number of advantages over the use of other types of structures. One advantage is that the acoustic mirror devices are structurally more rugged than the other types of devices. Another advantage is that, in high power applications, any heat that may be generated due to losses in the devices is conducted efficiently to the substrates of the respective devices via the acoustic mirrors. A further advantage of using acoustic mirror devices in the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention is that the acoustic mirrors can help to attenuate any unwanted harmonic responses that may occur in the devices.

In accordance with a preferred embodiment of the invention, the inductive elements and impedance inverting elements of the circuits described above are fabricated on one substrate, and the BAW resonator and SCF components of the circuits are fabricated on another substrate. These elements are then coupled together to form a Multi-pole BAWR-SCF device in accordance with the invention.

#### BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The above set forth and other features of the invention are made more apparent in the ensuing Detailed Description of



the invention when read in conjunction with the attached Drawings, wherein:

Fig. 1a illustrates a cross-section of an exemplary Bulk Acoustic Wave (BAW) resonator that includes a membrane and an air gap;

Fig. 1b illustrates a top view of a portion of the BAW resonator of Fig. 1a;

Fig. 2 illustrates a cross-section of an exemplary BAW resonator that includes a sacrificial layer;

Fig. 3a illustrates a cross-section of an exemplary solidly-mounted BAW resonator that includes an acoustic mirror;

Fig. 3b shows a top view of a portion of the BAW resonator of Fig. 3a, including a protective layer 38a and electrodes 24 and 26;

Fig. 4a illustrates a cross-section of an exemplary BAW resonator that includes a substrate having a via;

Fig. 4b shows a lumped element equivalent circuit of a BAW resonator;

Fig. 5a illustrates a cross-section of an exemplary Stacked Crystal Filter (SCF) that includes a membrane and an air gap;

Fig. 5b illustrates a top view of a portion of the SCF of Fig. 5a;

Fig. 6 illustrates a cross-section of an exemplary SCF that includes a sacrificial layer;

Fig. 7a illustrates a cross-section of an exemplary solidly-mounted SCF that includes an acoustic mirror;

Fig. 7b shows a top view of a portion of the SCF of Fig. 7a;

Fig. 8a illustrates a cross section of an exemplary SCF that includes a substrate having a via;

Fig. 8b shows a lumped element equivalent circuit of a SCF;

Fig. 8c shows an exemplary frequency response of a SCF;

Fig. 8d shows a circuit diagram of an exemplary BAW ladder filter that includes two BAW resonators, and which is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8e shows an exemplary frequency response of the BAW ladder filter of Fig. 8d;

Fig. 8f shows a circuit diagram of an exemplary BAW ladder filter that includes four BAW resonators, and which is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8g shows an exemplary frequency response of the BAW ladder filter of Fig. 8f;

Fig. 8h shows a lumped element equivalent circuit of the BAW ladder filter of Fig. 8f;

Fig. 8i shows a schematic diagram of an exemplary "balanced" ladder filter that is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8j shows a lumped element equivalent circuit of the balanced ladder filter of Fig. 8i;

Fig. 9 shows an exemplary frequency response of a ladder filter that includes four BAW resonators and no tuning elements, in accordance with the prior art;

Fig. 10a shows a circuit diagram of an exemplary multi-pole filter that includes resonators X1, X2 and X3, impedance inverting circuits 51a-51d, and terminating impedances  $R_a$  and  $R_b$ , wherein the filter is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 10b shows a circuit diagram of another exemplary multi-pole filter that is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 11a shows an exemplary impedance inverting circuit that includes inductors L1-L3;

Fig. 11b shows an exemplary impedance inverting circuit that includes capacitors C1-C3;

Fig. 11c shows exemplary resonator reactance curves;

Fig. 12 shows a circuit diagram of a conventional multi-pole filter that includes BAW resonators 56, 57, and 58, and impedance inverting capacitors C01, C12, C23, and C34;

Fig. 13 shows a circuit diagram of another conventional prior art multi-pole filter, wherein the filter is similar to that shown in Fig 12, but also includes inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$ ;

Fig. 14a shows a frequency response of the multi-pole filter of Fig. 13;

Fig. 14b shows a portion of the frequency response of Fig. 14a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 15a shows a circuit diagram of a further exemplary multi-pole filter that is constructed in accordance with the prior art, wherein the filter includes SCF devices 57, 58 and 59, and shunt-connected inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$ ;

Fig. 15b shows a frequency response of the multi-pole filter of Fig. 15a;

Fig. 15c shows a portion of the frequency response of Fig. 15b, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 16a illustrates a circuit diagram of a Multi-pole Bulk Acoustic Wave Resonator-Stacked Crystal Filter (BAWR-SCF) device that is constructed in accordance with an embodiment of the invention;

Fig. 16b shows an exemplary lumped element equivalent circuit of the Multi-pole BAWR-SCF device of Fig. 16a;

Fig. 17a shows a Multi pole BAWR-SCF device that is constructed in accordance with another embodiment of the invention;

Fig. 17b shows an exemplary lumped element equivalent circuit of the Multi-pole BAWR-SCF device of Fig. 17a;

Fig. 18a shows an exemplary frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit of Fig. 16a;

Fig. 18b shows a portion of the frequency response of Fig. 18a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 19a shows an exemplary frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit of Fig. 17a;

Fig. 19b shows a portion of the frequency response of Fig. 19a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Figs. 20a and 20b show respective portions 100' and 100" of a Multi-pole BAWR-SCF device 100''' which is shown in Fig. 20c, wherein the device 100''' is constructed in accordance with the invention;

Fig. 20c shows the Multi-pole BAWR-SCF device 100''' constructed in accordance with the invention;

Figs. 21a and 21b show respective portions 116 and 117 of a device 118 which is shown in Fig. 20c, wherein the device 118 is constructed in accordance with the invention; and

Fig. 21c shows the device 118 constructed in accordance with the invention.

Identically labeled elements appearing in different ones of the figures refer to the same element but may not be referenced in the description for all figures.

#### DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Before describing the presently preferred embodiments of this invention, brief reference will first be made to the Bulk Acoustic Wave (BAW) devices shown in Figs. 1a-4a and the Stacked Crystal Filters (SCFs) shown in Figs. 5a-8a. The Bulk Acoustic Wave (BAW) devices shown in Figs. 1a-4a are further described in a commonly assigned, allowed U.S. patent application serial no.: 08/720,696, entitled "A Device Incorporating a Tunable Thin Film Bulk Acoustic Resonator for Performing Amplitude and Phase Modulation", filed on October 2, 1996, and invented by Juha Ellä. The Stacked Crystal Filters (SCFs) shown in Figs. 5a-8a, as well as the Bulk Acoustic Wave (BAW) devices shown in Figs. 1a-4a, are also described in a commonly assigned, copending U.S. patent application serial no.: 08/861,216, entitled "Filters Utilizing Thin Film Stacked Crystal Filter Structures and Thin Film Bulk Acoustic Wave Resonators",

filed on 5/21/97, and invented by Juha Ellä.

In Figs. 1a and 1b, a side view of a cross-section and a top view of a cross section, respectively, are shown of a BAW resonator 20 having a membrane or bridge structure 28. The BAW resonator 20 comprises a piezoelectric layer 22, a layer 38b, a protective layer 38a (e.g., polyimide), a first, lower electrode 24, a second, upper electrode 26, the membrane 28, etch windows 40a and 40b, an air gap 34, and a substrate 36. The piezoelectric layer 22 comprises, by example, a piezoelectric material that can be fabricated as a thin film such as, by example, zinc-oxide (ZnO), zinc-sulfur (ZnS), or aluminum-nitride (AlN). The membrane 28 comprises two layers, namely, a top layer 30 and a bottom layer 32, although only a single membrane layer may also be employed. The top layer 30 is comprised of, by example, silicon (Si), silicon-dioxide (SiO<sub>2</sub>), poly-silicon (poly-si), or aluminum-nitride (AlN), and the bottom layer 32 is comprised of, by example, silicon, silicon-dioxide (SiO<sub>2</sub>), or gallium arsenide (GaAs). The layer 38b is also comprised of, by example, SiO<sub>2</sub> or GaAs. The lower electrode 24 may be comprised of, by example, gold (Au), molybdenum (Mo), or aluminum (Al), although gold is preferably employed since it provides greater advantages during the growing of the piezoelectric layer 22 than do the other materials. The upper electrode 26 may also be comprised of, by example, gold (Au), molybdenum (Mo), or aluminum (Al), although aluminum is preferably used since it is less electrically lossy than the other materials. During fabrication of the device 20, the layers 38b and 32 are deposited simultaneously, and as a single layer, over the substrate 36 of the device 20. The etch windows 40a and 40b are formed by etching through this single layer and the layer 38a (as a result, the separately labelled layers 38b and 32 are provided). The substrate 36 is comprised of a material such as, by example, silicon (Si), SiO<sub>2</sub>, GaAs, or glass. Through the etch windows 40a and 40b, a portion

of the substrate 36 is etched to form the air gap 34 after the membrane layers have been deposited over the substrate 36.

Referring to Fig. 2, a BAW resonator 21 is shown. The BAW resonator 21 is similar to the one illustrated in Fig. 1a, with an addition of a sacrificial layer 39. During fabrication of the resonator 21, the sacrificial layer 39 is deposited over the substrate 36 prior to the deposition of the membrane 28. After all of the resonator layers are formed, the sacrificial layer 39 is removed through the etch windows 40a and 40b to form air gap 34. The layer 32 provides protection for the piezoelectric layer 22 during the removal of the sacrificial layer 39.

For both of the resonators 20 and 21, the piezoelectric layer 22 produces vibrations in response to a voltage being applied across the electrodes 24 and 26. The vibrations that reach the interface between the membrane 28 and the air gap 34 are reflected by this interface back into the membrane 28. In this manner, the air gap 34 isolates vibrations produced by the piezoelectric layer 22 from the substrate 36.

Figs. 3a and 3b show a side view of a cross-section and a top view of a cross-section, respectively, of another device, namely, a solidly-mounted BAW resonator 23a. BAW resonator 23a has a similar structure as that of the BAW resonator 20 of Fig. 1a, except that no layer 38b is provided, and the membrane 28 and the air gap 34 are replaced with an acoustic mirror 70 which acoustically isolates vibrations produced by the piezoelectric layer 22 from the substrate 36. It should be noted, however, that a membrane or tuning layer (not shown) may also be provided between the acoustic mirror 70 and the electrode 24, if needed to tune the device 23a to enable it to provide desired frequency response characteristics.

The acoustic mirror 70 may comprise an odd number of layers (e.g., from three to nine layers). The acoustic mirror 70 shown in Fig. 3a comprises three layers, namely a top layer 70a, a middle layer 70b, and a bottom layer 70c. Each layer 70a, 70b and 70c has a thickness that is, by example, approximately equal to one quarter wavelength at the center frequency of the device. The top layer 70a and bottom layer 70c are comprised of materials having low acoustic impedances such as, by example, silicon (Si), silicon-dioxide (SiO<sub>2</sub>), poly-silicon, aluminum (Al), or a polymer. Also, the middle layer 70b is comprised of a material having a high acoustic impedance such as, by example, gold (Au), molybdenum (Mo), or tungsten (W) (tungsten is preferred). A ratio of the acoustic impedances of consecutive layers is large enough to permit the impedance of the substrate to be transformed to a lower value. When the piezoelectric layer 22 vibrates, the vibrations it produces are substantially isolated from the substrate 36 by the layers 70a, 70b and 70c. Being that the vibrations are isolated in this manner, and because no etching of the substrate 36 is required during the fabrication the BAW resonator 23, the substrate 36 may be comprised of various materials having low or high acoustic impedances such as, by example, Si, SiO<sub>2</sub>, GaAs, glass, or a ceramic material (e.g., alumina). Also, for any of the high impedance dielectric layers described above, tantalum dioxide may be employed in lieu of the materials mentioned above.

In Fig. 4a, a cross-section of another type of BAW resonator 80 is shown. The resonator 80 comprises a piezoelectric layer 22, a first, lower electrode 24, a second, upper electrode 26, a membrane 88, and a substrate 90 having a via 92. The piezoelectric layer 22, the first and second electrodes 24 and 26, and the membrane 88 form a stack that preferably has a thickness of, by example, 2  $\mu\text{m}$  to 10  $\mu\text{m}$ , and the substrate 90 preferably has a thickness of, by example, 0.3 mm to 1 mm. A portion of the



via 92 located directly underneath the membrane 88 preferably has a length of, by example, 100  $\mu\text{m}$  to 400  $\mu\text{m}$ . The substrate 90 may comprise, by example, Si or GaAs. The resonator 80 functions in a similar manner as the resonator 20 described above in that both of these devices employ air interfaces to reflect acoustic vibrations produced by the piezoelectric layers 22 of the respective devices. A primary difference between these resonators 20 and 80, however, is the method employed for fabricating the respective devices. For example, for the resonator 80, after all of the layers 22, 24, 26, and 88 are formed, a portion of the substrate is then etched away from underneath the substrate 90 to form the via 92.

Each of the BAW resonators described above may be fabricated using thin film technology, including, by example, sputtering and chemical vapor deposition steps. BAW resonators exhibit series and parallel resonances that are similar to those of, by example, crystal resonators. Resonant frequencies of BAW resonators can typically range from about 0.5GHz to 5GHz, depending on the layer thicknesses of the devices. Also, the impedance levels of BAW resonators are a function of the horizontal dimensions of the devices.

Reference will now be made to Figs. 5a-8a, which show various embodiments of another type of BAW device, namely a Stacked Crystal Filter (SCF). Figs. 5a and 5b show a Stacked Crystal Filter 20'. The SCF 20' is constructed of layers 36, 32, 30, 24, 22, 38a, and 38b, an air gap 34, and etch windows 40a and 40b, that are similar to those of the BAW resonator 20 described above. In addition to these layers, the Stacked Crystal Filter 20' also includes a second, middle electrode 26', which is similar to the electrode 26 of the BAW resonator 20 described above, and which is employed as a ground electrode. The SCF 20' also includes an additional piezoelectric layer 23 that is

disposed over the electrode 26' and over portions of the piezoelectric layer 22. The SCF 20' further includes a third, upper electrode 25 that is disposed over a top portion of the piezoelectric layer 23. The electrodes 25 and 26' may comprise similar materials as the electrodes 24 and 26 of BAW resonator 20, and the piezoelectric layers 22 and 23 may comprise similar materials as the piezoelectric layer 22 of BAW resonator 20. Also, as can be appreciated in view of Figs. 5a and 5b, the protective layer 38a covers portions of the piezoelectric layer 23 and the electrode 25, in addition to covering portions of the other layers of the SCF 20'. For the purposes of this description, the piezoelectric layers 22 and 23 of SCF 20' are also referred to as a first, lower piezoelectric layer 22, and a second, upper piezoelectric layer 23, respectively.

Fig. 6 shows a Stacked Crystal Filter 21' that is similar to that of Figs. 5a and 5b, with an addition of a sacrificial layer 39. The sacrificial layer 39 is employed to form an air gap (not shown in Fig. 6) in a similar manner as was described above with respect to Fig. 2. The layer 32 provides protection for the piezoelectric layer 22 during the removal of the sacrificial layer 39.

Fig. 7a shows a solidly-mounted Stacked Crystal Filter 23' that comprises layers 36, 70, 70a, 70b, 70c, 24, 22, and 38a, that are similar to those of BAW resonator 23a of Figs. 3a and 3b. The SCF 23' also includes an additional piezoelectric layer 23, a second, middle electrode 26', and a third, upper electrode 25. The electrodes 25 and 26' may comprise similar materials as the electrodes 24 and 26 of BAW resonator 23a, and the piezoelectric layers 22 and 23 may comprise similar materials as the piezoelectric layer 22 of BAW resonator 23a. The piezoelectric layer 23 is disposed over portions of the electrode 26' and the piezoelectric layer 22, and the electrode 25 is disposed over a top surface of the piezoelectric layer 23. The

electrode 26' of SCF 23' serves as a ground electrode and covers portions of the acoustic mirror 70 and the piezoelectric layer 22. Protective layer 38a covers portions of the layers 23, 25, and 26', in addition to covering other portions of the SCF 23'. Fig. 7b shows a top portion of the SCF 23', including the electrodes 24, 25 and 26', and a portion of protective layer 38a. For the purposes of this description, the piezoelectric layers 22 and 23 of SCF 23' are also referred to as a first, lower piezoelectric layer 22, and a second, upper piezoelectric layer 23, respectively. It should be noted that a membrane or tuning layer (not shown) may also be provided between the acoustic mirror 70 and the electrode 24 of the device 23', if needed for tuning the device 23' to enable it to provide desired frequency response characteristics.

Fig. 8a shows a Stacked Crystal Filter 80' that is comprised of a substrate 90, a membrane 88, a first, lower electrode 24, a first, lower piezoelectric layer 22, and a via 92, that are similar to those of BAW resonator 80 described above. In addition to these components, the SCF 80' also includes a second, upper piezoelectric layer 23, a second, middle electrode 26', and a third, upper electrode 25, that include similar materials as described above. The middle electrode 26' is disposed over portions of the piezoelectric layer 22 and the membrane 88. The piezoelectric layer 23 is disposed over portions of middle electrode 26' and the piezoelectric layer 22, and the third electrode 25 is disposed over the piezoelectric layer 23. The second electrode 26' of this device serves as a ground electrode.

Each of the Stacked Crystal Filters shown in Figs. 5a-8a may be fabricated using the same substrate materials and deposition methods used to fabricate the BAW resonators of Figs. 1a-4a. As referred to above, an equivalent circuit of a SCF is shown in Fig. 8b. Also, as was described

above, SCFs are two-port devices having equivalent capacitances ( $C_0$ ) (see Fig. 8b), and perform similar to LC resonating circuits. SCFs exhibit a series resonance. Like the BAW resonators described above, the impedance levels of Stacked Crystal Filters are a function of the horizontal dimensions of the devices. Also like the BAW resonators described above, the fundamental (series) resonant frequency of each SCF is a function of the thickness of the layer stack (e.g., including the thicknesses of the electrodes, the piezoelectric layers, and the membrane(s), if any) disposed over the substrate of the device.

As was previously described, conventional BAW resonator multi-pole filters and SCF multi-pole filters can generally provide only limited passband bandwidths. As was also previously described, the passband bandwidth of a multi-pole filter can be increased to some extent by connecting various passive "tuning" components within the filter. These components may include, for example, discrete inductive elements, such as monolithic spiral coils, discrete inductors, or transmission lines, which are connected in parallel with resonators of the filter. As was further previously described, conventional multi-pole filters that include series-connected resonators generally include impedance inverting components such as those shown in Figs. 11a and 11b. The inclusion of these types of passive elements in a filter can contribute to increasing the overall size and complexity of the filter, and the low Q values of the inductive tuning elements can cause an increase in the filter's level of insertion loss. Also, the inclusion of discrete inductors within a filter can cause the filter to yield unwanted spurious responses, especially at low frequencies. As can be appreciated, it would be desirable to provide a multi-pole filter which includes a reduced number of passive elements relative to the number of passive elements included in at least some conventional

multi-pole filters, and which provides better frequency response characteristics than are provided by these conventional multi-pole filters.

In view of these considerations, the inventor has determined that by providing BAW resonators, SCFs, and passive components (such as (a) impedance inverting elements and (b) inductive elements connected in parallel with the BAW resonators) within a single circuit, desired frequency response characteristics can be provided, while avoiding some of the drawbacks associated with the use of the prior art BAW resonator multi-pole filters and prior art SCF multi-pole filters described above. More particularly, the inventor has developed monolithic filters that are comprised of series-connected BAW resonators and Stacked Crystal Filters, and which also include a reduced number of inductive tuning elements and impedance inverting elements relative to the number of such elements employed in at least some conventional multi-pole filters. Also, by including SCF devices in the filters, the inventor has exploited the equivalent parallel capacitance  $C_0$  of the SCF devices to advantage, in that the filters of the invention are constructed so that these parallel capacitances  $C_0$  function as impedance inverting components between resonators of the filters, thereby reducing the number of discrete impedance inverting elements needed to be employed in the filters. These parallel capacitances function in conjunction with discrete impedance inverting elements within the filters for transforming a terminating impedance of the respective filters from a first impedance to a second impedance.

The filters of the invention provide a wide passband bandwidth and a high degree of stopband attenuation, and, as such, also provide improved frequency responses relative to those that can be provided by, for example, BAW resonator multi-pole filters and SCF multi-pole filters of

the prior art. The filters of the invention are hereinafter referred to as Multi-pole Bulk Acoustic Wave Resonator-Stacked Crystal Filter (BAWR-SCF) devices or circuits (or FBAR-SCF devices), and may be embodied in accordance with various topologies, as will be described below. The BAW resonators of the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention may be similar to any of those described above and shown in Figs. 1a-4a, and the SCFs of the Multi-pole BAWR-SCF devices may be similar to any of those described above and shown in Figs. 5a-8a.

Before describing the various embodiments of the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention, aspects of the invention relating to the basic topology, fabrication, and performance of these devices will be referred to. The basic topology of the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention includes a plurality of series-connected BAW resonators and SCF devices, inductive elements connected in parallel with the BAW resonators, and shunt-connected impedance inverting elements. The number of BAW resonators and SCF devices included in the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention depends on, for example, the frequency response characteristics (e.g., the number of poles, the passband bandwidth/shape (i.e., Butterworth or Chebyshev), the amount of passband ripple, etc.) and terminating impedance levels desired to be provided. By example, each BAW resonator and each SCF device included in the Multi-pole BAWR-SCF devices causes the devices to yield a respective pole. Also, the number of inductive elements employed in the Multi-pole BAWR-SCF devices is the same as the number of BAW resonators employed in these devices.

During the design of the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention, dimensions for the thicknesses and areas of the BAW resonator layers and SCF layers of the devices are preferably selected for enabling the BAW resonators and SCFs to resonate at desired frequencies. After these areas

and thicknesses are selected, equivalent circuit element values (e.g.,  $L_m$ ,  $C_m$  and  $C_0$ ) for the BAW resonators and SCFs, as well as values for the impedance inverting components (inductive or capacitive), are determined (e.g., the value of equivalent capacitance  $C_0$  of the devices is preferably selected so as to have a resonance at the center frequency of the filter). Also, values for the inductive elements (which are connected in parallel with the BAW resonators) are selected. The inductance values of the inductive elements (i.e., tuning elements) employed in the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention depend on, for example, the resonant frequencies, and hence, the thicknesses of the piezoelectric layers, of the BAW resonators with which the inductive elements are connected in parallel. By example, the values of the inductive elements employed in a Multi-pole BAWR-SCF device are preferably selected so that each inductive element has a parallel resonant frequency which is similar to that of the equivalent parallel capacitance  $C_0$  of the BAW resonator with which the inductive element is connected in parallel. This frequency is the center frequency of the BAW resonator and center frequency of the passband of the Multi-pole BAWR-SCF device. In this manner, each inductive element is able to cause the equivalent parallel capacitance  $C_0$  to be canceled at the center frequency of the resonator device, and is also able to cause the parallel and series resonant frequencies of the resonator device to be separated from one another by a wider frequency band than is provided without the inductive element. As a result, the overall passband bandwidth of the Multi-pole BAWR-SCF filter is increased relative to that which is provided by the filter without such inductive tuning elements.

The determination of appropriate values for the BAW resonator and SCF layer thicknesses/areas, as well as the determination of the various inductive and capacitive component values, may be made in accordance with any

suitable, known filter design technique.

Impedance inversion parameter values (i.e.,  $K_j$ ,  $K_{j+1}$ , etc.) for the impedance inverting elements employed in the BAWR-SCF devices may also be calculated using the equations (1-4) referred to above, assuming that the desired number of poles for the devices and values for appropriate ones of the variables in the equations (e.g., values for the terminating impedances  $R_s$  and  $R_L$ , the fractional bandwidth  $w$ , etc.) have been selected.

Being that these impedance inversion parameter values affect the overall equivalent capacitances and/or inductances provided within the filter, and may be different for different ones of the impedance inverting elements within the filter, the calculated values of the equivalent circuit elements (e.g.,  $L_m$ ,  $C_m$  and  $C_o$ ), as well as the thicknesses/areas of the resonator layers, may need to be modified somewhat in order to enable the BAW resonators and SCF components to resonate at the desired frequencies after fabrication, and to cause the parasitic capacitances to assume desired values. As a result, at least some of the resonator components of the Multi-pole BAWR-SCF devices may have differing layer stack thicknesses and correspondingly different resonant frequencies. By example, it is assumed that it is desired to provide a Multi-pole BAWR-SCF device having  $n$  consecutive resonator components (including BAW resonators and SCFs), wherein the device yields either a Chebyshev-type frequency response having an odd number of poles or a Butterworth-type frequency response, and wherein input and output ports of the device have similar terminating impedances. In this case, a first one of the resonator components and an  $n$ th one of the resonator components may have similar layer stack thickness and resonant frequencies. However, these thicknesses and resonant frequencies may differ from those of other ones of the resonator components of the device,



such as a second one and an  $(n-1)$ th one of the resonator components of the device, which both may have similar layer stack thicknesses and resonant frequencies, etc. In a Multi-pole BAWR-SCF device designed to provide 5 or 6 poles, for example, there may be three different frequencies at which the various resonators resonate.

In accordance with another aspect of the invention, the SCFs of each Multi-pole BAWR-SCF circuit may be fabricated to have layer stacks having thicknesses that enable the SCFs to yield either a fundamental (series) resonant frequency or a second harmonic (series) resonant frequency at or near the "design" center frequency of the Multi-pole BAWR-SCF circuit. As can be appreciated, the layer stack thicknesses of the SCFs will differ in each case. This difference in layer stack thicknesses is preferably provided by a difference in the thicknesses of the piezoelectric layers of the stacks, although the difference may also be provided by differences in the thicknesses of remaining ones of the layers of the stacks. Which one of these "layer thickness differences" is employed, however, may depend on various considerations, such as applicable design requirements, the relative ease of device fabrication for each case (e.g., it is preferred that device fabrication be as simple as possible), etc.

Preferably, the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention are constructed so that the SCFs yield a second harmonic resonance, rather than a fundamental resonance, at approximately the center frequency of the respective Multi-pole BAWR-SCF devices. This is because the Multi-pole BAWR-SCF devices are easier to fabricate in the case in which the SCFs yield the second harmonic resonance at approximately the center frequency of the respective devices. It should be noted that, if desired, the Multi-pole BAWR-SCF circuits may also be fabricated so that the SCFs exhibit other harmonic resonant frequencies, besides

the fundamental and second harmonic resonant frequencies, at approximately the "design" center frequency of the respective Multi-pole BAWR-SCF devices.

In accordance with another aspect of this invention, it is preferred that the Multi pole BAWR-SCF devices be constructed in a manner so that a minimum number of vias are included in the structures of the respective devices. This aspect of the invention, as well as the aspect of the invention relating to the operation of the SCFs at either the fundamental resonant frequency or the second harmonic resonant frequency, are further described in commonly assigned U.S. patent application serial no.: 08/861,216. The disclosure of this U.S. patent application is incorporated by reference herein in its entirety.

An embodiment of a Multi-pole BAWR-SCF device in accordance with this invention will now be described. Referring to Fig. 16a, a schematic diagram is shown of a circuit having a basic topology of a Multi-pole BAWR-SCF device constructed in accordance with the invention. The circuit, namely, a Multi-pole BAWR-SCF circuit (or device) 1, comprises BAW resonators (BAW1) and (BAW2), a Stacked Crystal Filter 4, impedance inverting elements, which are embodied as capacitors C01 and C34, and inductors  $L_{01}$  and  $L_{02}$ . Preferably, the Multi-pole BAWR-SCF device 1 is a four port device, and includes ports (or nodes) (P1) and (P2), and ports (O1) and (O2). The ports (P1) and (P2) are, for example, 50 Ohm ports, and the ports (O1) and (O2) are also, for example, 50 ohm ports. The ports (P2) and (O2) are preferably coupled to ground during use.

In a preferred embodiment of the Multi-pole BAWR-SCF device 1, the impedance inverting capacitor C01 is connected across ports (P1) and (P2), the impedance inverting capacitor C34 is connected across the ports (O1) and (O2), the inductor  $L_{01}$  is connected in parallel with the BAW

resonator (BAW1), and the inductor  $L_0$ , is connected in parallel with the BAW resonator (BAW2). More particularly, a first terminal C01' of the impedance inverting capacitor C01 is coupled to port (P2), and a second terminal C01" of the impedance inverting capacitor C01 is coupled to port (P1). A first terminal C34' of the impedance inverting capacitor C34 is coupled to port (O2), and a second terminal C34" of the impedance inverting capacitor C34 is coupled to port (O1). Also, an electrode 21a of the BAW resonator (BAW1) is coupled to the port (P1), and an electrode 21b of the BAW resonator (BAW1) is coupled to an electrode 4a of the SCF 4. An electrode 4b of the SCF 4 is coupled to an electrode 21a' of the BAW resonator (BAW2), and an electrode 20 of the SCF 4 is connected to a node (G1) (which is preferably coupled to ground during use). Moreover, an electrode 21b' of BAW resonator (BAW2) is coupled to the port (O1).

Fig. 16a also shows piezoelectric layers 21c and 21c' of BAW resonators (BAW1) and (BAW2), respectively, and piezoelectric layers 4c and 4d of the SCF 4. For convenience, other layers of the devices 4, (BAW1), and (BAW2), besides the electrodes and piezoelectric layers, are not shown in Fig. 16a.

The Multi-pole BAWR-SCF circuit 1 is a three pole device, and has a lumped element equivalent circuit similar to the one shown in Fig. 16b. According to this invention, the equivalent parallel capacitances  $C_{0(SCF)}$  of SCF 4, as well as the components C01 and C34, function as impedance inverting elements, as can be appreciated in view of Fig. 16b. Being that the Multi-pole BAWR-SCF device 1 of the invention includes these equivalent parallel capacitances  $C_{0(SCF)}$ , and employs them as impedance inverting elements, rather than employing additional discrete component impedance inverting elements, such as the components C12 and C23 of the prior art filter 59 described above, the device 1 is structurally

less complex and more compact than this filter 59.

The Multi-pole BAWR-SCF device 1 yields improved frequency response characteristics relative to those yielded by, for example, the filter 59 of Fig. 13. For example, reference is now made to Figs. 18a and 18b, which show an exemplary frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit 1 over frequency ranges of 400MHz-1.2GHz and 925MHz-970MHz, respectively. For this exemplary frequency response, it is assumed that 1) the device 1 is constructed so as to yield a passband having a bandwidth of approximately 25 MHz and a center frequency of about 947.5 MHz (these values are typically employed in GSM receiving band applications), 2) the SCF 4 is constructed so as to yield a second harmonic frequency at the center frequency of the passband of the device 1, 3) the inductors  $L_{01}$  and  $L_{02}$  each have an inductance value as shown in Table 5, 4) the capacitors C01 and C34 each have a capacitance value as shown in Table 5, 5) the individual BAW resonators (BAW1) and (BAW2) and the SCF 4 include layers having the materials and thicknesses shown in Table 5, and 6) the electrodes of the resonators (BAW1) and (BAW2), and the electrodes of the SCF 4, have areas as shown in Table 5.

TABLE 5

	(BAW1), (BAW2)	SCF 4
Tuning Layer SiO <sub>2</sub>	62 nm	--
Upper Electrode Au	--	194 nm
Upper Piezoelectric layer ZnO	--	1604 nm
Ground Electrode Au	404 nm	404 nm
Lower Piezoelectric layer ZnO	1604 nm	1604 nm
Lower Electrode Au	192 nm	192 nm
Membrane SiO <sub>2</sub>	174 nm	174 nm
Area of electrodes	274 $\mu$ m* 274 $\mu$ m	260 $\mu$ m* 230 $\mu$ m
C01, C34	5.03 pF	

Lo1, Lo2	7.15 nH	
----------	---------	--

The degree of improvement of the frequency response characteristics of the Multi-pole BAWR-SCF device 1 relative to the frequency response characteristics exhibited by the filter 59 of Fig. 13 (which, unlike the Multi-pole BAWR-SCF device 1, does not include an SCF 4) can be seen by comparing Figs. 18a and 18b to Figs. 14a and 14b (which show the frequency and passband response of the filter 59, assuming that the components of the filter 59 are constructed in accordance with the information from Table 3 described above). As can be appreciated in view of these Figures, the passband shapes yielded by the respective devices 1 and 59 are similar, but the level of stopband attenuation provided by the device 1 at frequencies that are lower than the passband frequencies is substantially greater than that provided by the device 59 at similar frequencies, owing to the inclusion of the SCF 4 in the device 1. The level of out-of-band rejection provided by the device 1 is at least 27 dB. Another advantage provided by the device 1 of the invention is that the device 1 includes a lesser number of inductors  $L_{o1}$  and  $L_{o2}$  than the filter 59 of Fig. 13.

It should be noted that, depending on requirements for an application of interest, either of the pairs of ports (P1) and (P2) and (O1) and (O2) may be employed as input ports or output ports for the Multi-pole BAWR-SCF device 1, since the transmission of energy within the Multi-pole BAWR-SCF device 1 can be provided in either the direction from ports (P1) and (P2) to ports (O1) and (O2), or in the direction from ports (O1) and (O2) to ports (P1) and (P2). Being that energy may be transmitted within the Multi-pole BAWR-SCF device 1 in either direction, the device 1 functions similarly and yields the same performance characteristics (described above) in each case.

Another embodiment of a Multi-pole BAWR-SCF device in accordance with this invention will now be described. Referring to Fig. 17a, a schematic diagram is shown of a Multi-pole BAWR-SCF device (or circuit) 3 that is constructed in accordance with this embodiment of the invention. The device 3 comprises a BAW resonator (BAW1), Stacked Crystal Filters 6 and 8, impedance inverting elements, which preferably include capacitors C12 and C23, and an inductor  $L_0$ . Preferably, the Multi-pole BAWR-SCF device 3 is also a four port device, and includes ports (or nodes) (P1) and (P2), and ports (O1) and (O2). The ports (P1) and (P2) are, for example, 50 Ohm ports, and the ports (O1) and (O2) are also, for example, 50 ohm ports. The ports (P2) and (O2) are preferably coupled to ground during use.

In a preferred embodiment of the Multi-pole BAWR-SCF device 3, the SCF 6, the BAW resonator (BAW1), and the SCF 8 are connected in series. In the device 3, an electrode 6a of the SCF 6 is coupled to port (P1), a middle electrode 20 of the SCF 6 is coupled to a node (C1), and an electrode 6b of the SCF 6 is coupled to a node (I1). Also, an electrode 8b of SCF 8 is coupled to port (O1), a middle electrode 20 of the SCF 8 is connected to a node (G4), and an electrode 8a of the SCF 8 is connected to a node (I2). A terminal C12' of capacitor C12 is coupled to the node (I1), and a terminal C12" of capacitor C12 is coupled to a node (G2). A terminal C23' of capacitor C23 is coupled to node (I2), and terminal C23" of capacitor C23 is coupled to node (G3). The BAW resonator (BAW1) has an electrode 21a which is coupled to the node (I1), and also has an electrode 21b which is coupled to node (I2). Hence, the BAW resonator (BAW1) is coupled between the SCFs 6 and 8. Inductor  $L_0$  is connected in parallel with the BAW resonator (BAW1). The nodes (G1)-(G4) are preferably coupled to ground during use. Like the device 1 described above, the Multi-pole BAWR-SCF circuit 3 is a three pole device..

Fig. 17a also shows piezoelectric layers 6c and 6d of SCF 6, piezoelectric layers 8c and 8d of SCF 8, and a piezoelectric layer 21c of BAW resonator (BAW1). For convenience, other layers of the devices 6, 8, and (BAW1), besides the electrodes and piezoelectric layers, are not shown in Fig. 17a.

In accordance with this invention, the equivalent parallel capacitances  $C_{o(SCF)}$  of the SCF 4, as well as the components C12 and C23, function as impedance inverting elements, as can be appreciated in view of Fig. 17b, which shows a lumped element equivalent circuit of the Multi-pole BAWR-SCF circuit 3.

Figs. 19a and 19b show a frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit 3 over frequency ranges of 400MHz to 1.2GHz and 925MHz to 970MHz, respectively, for an exemplary case in which 1) the device 3 is constructed so as to yield a passband having a bandwidth of approximately 25 MHz and a center frequency of about 947.5 MHz (these values are typically employed in GSM receiving band applications), 2) the SCFs 6 and 8 are constructed so as to yield a second harmonic frequency at the center frequency of the passband, 3) the inductor  $L_o$  has an inductance value as shown in Table 6, 4) the capacitors C12 and C23 each have a capacitance value as shown in Table 6, 5) the BAW resonator (BAW1) and the individual SCFs 6 and 8 include layers having the materials and thicknesses shown in Table 6, and 6) the electrodes of the BAW resonator (BAW1) and the SCFs 6 and 8 have areas as shown in Table 6.

TABLE 6

	BAW1	SCF 6, 8
Tuning Layer SiO <sub>2</sub>	--	346 nm
Upper Electrode Au	--	296 nm
Upper Piezoelectric layer ZnO	--	2215 nm

Ground Electrode Au	192 nm	192 nm
Lower Piezoelectric layer ZnO	2081 nm	2081 nm
Lower Electrode Au	210 nm	210 nm
Membrane SiO <sub>2</sub>	191 nm	191 nm
Area	397 $\mu\text{m}^2$ 397 $\mu\text{m}^2$	287 $\mu\text{m}^2$ 287 $\mu\text{m}^2$
C12, C23	7.33 pF	
Lo	3.74 nH	

The Multi-pole BAWR-SCF device 3 exhibits an improved frequency response relative to that yielded by, for example, the filter 56 of Fig. 15a (which, unlike the Multi-pole BAWR-SCF device 3, does not include a BAW resonator (BAW1)), assuming that the components of the filter 56 are constructed in accordance with the information from Table 4 shown above. This can be seen by comparing Figs. 19a and 19b, which show the frequency and passband response of the Multi-pole BAWR-SCF device 3, to Figs. 15b and 15c, which show the frequency and passband response of the filter 56. As can be appreciated in view of these Figures, the passband shapes yielded by the respective devices 3 and 56 are similar. However, the Multi-pole BAWR-SCF device 3 provides better stopband attenuation characteristics than are provided by the device 56, especially at approximately the frequency (approximately 500MHz) of the fundamental resonances of the SCFs 6 and 8. The filter 56 yields a spurious response at approximately 640MHz. This spurious response is caused by parallel resonances of the shunt-connected inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$  and the equivalent parallel capacitances ( $C_0$ ) of the SCFs 57-59 of the filter 56. The Multi-pole BAWR-SCF device 3 of the invention, on the other hand, yields a spurious response at approximately 740MHz. This spurious response is caused by the series resonance of the BAW resonator (BAW1) in combination with the inductor  $L_0$  and the SCFs 6 and 8, wherein the inductor  $L_0$  is inductive at approximately 740MHz and the SCFs 6 and 8 are capacitive at this frequency.



In addition to having an improved frequency response relative to that of the filter 56, the Multi-pole BAWR-SCF device 3 of the invention has another advantage over the filter 56 in that the device 3 includes only a single discrete inductor  $L_0$ . The filter 56, in contrast, includes two discrete inductors, namely, inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$ .

It should be noted that in some applications wherein it is required that the device 3 yield even better frequency response characteristics, such as, e.g., a reduced level of ripple, and/or where it is desired to provide an increased degree of component matching for the device 3, additional shunt inductor elements (not shown) may be included within the device 3, and may be coupled between the ports (P1) and (P2) and between the ports (O1) and (O1).

As for the Multi-pole BAWR-SCF device 1 described above, it should be noted that, depending on applicable performance criteria, either of the pairs of ports (P1) and (P2) and (O1) and (O2) of Multi-pole BAWR-SCF device 3 may be employed as input ports or output ports, since the transmission of energy within the device 3 can be provided in either the direction from ports (P1) and (P2) to ports (O1) and (O2), or in the direction from ports (O1) and (O2) to ports (P1) and (P2). Being that energy may be transmitted within the Multi-pole BAWR-SCF device 3 in either of these directions, the device 3 functions similarly in each case and yields the same performance characteristics (described above) in each case.

The Multi-pole BAWR-SCF circuits 1 and 3 described above may be fabricated as monolithic integrated circuits or may each be fabricated to include BAW resonator and SCF components that are formed on separate respective wafers. Also, and as was described above, the Multi-pole BAWR-SCF circuits 1 and 3 may include any of the various types of BAW resonators described above and shown in Figs. 1a-4a,

and any of the various types of SCFs described above and shown in Figs. 5a-8a. For example, each BAW resonator and SCF may include "bridge" structures (i.e., one or more membrane layers) like the BAW resonator 20 of Fig. 1a and the SCF 20' of Fig. 5a. Also by example, each BAW resonator and SCF may be a solidly-mounted device (a device that includes an acoustic mirror) similar to the ones shown in Figs. 3a and 7a, respectively.

The employment of acoustic mirror structures in the BAW resonators and SCFs of the Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention offers a number of advantages over the use of other types of structures (such as, by example, bridge structures) in the BAW resonator and SCF components of the Multi-pole BAWR-SCF devices. One advantage is that acoustic mirror devices are structurally more rugged than most other types of devices. Another advantage is that, in high power applications, any heat that may be generated due to losses in the devices is conducted efficiently to the substrates of the respective devices via the acoustic mirrors.

A further advantage of using acoustic mirror structures in the Multi-pole BAWR-SCF circuits of the invention is that the acoustic mirrors can help to attenuate any unwanted harmonic responses that may be produced within the Multi-pole BAWR-SCF devices. This may be further understood in view of the following example. In this example, it is assumed that in the Multi-pole BAWR-SCF devices described above, the piezoelectric layers of each SCF each have a thickness that is equal to the thickness of the individual piezoelectric layer of the respective BAW resonators, and that, as a result, each SCF exhibits a second harmonic resonance at a center frequency of the Multi-pole BAWR-SCF device. It is also assumed that the BAW resonators and the SCFs of the Multi-pole BAWR-SCF devices include acoustic mirror layers, and that each acoustic mirror layer has a thickness of one-quarter wavelength (e.g.,  $\lambda/4$ ) at the

center frequency of the respective Multi-pole BAWR-SCF device. In this case, each SCF exhibits a fundamental resonance at a frequency which is approximately equal to one-half of the center frequency of the Multi-pole BAWR-SCF device, and thus may cause a spurious response at this frequency. At the fundamental resonant frequency of the SCF, the thickness of each acoustic mirror layer is  $\lambda/8$ . As can be appreciated by those skilled in the art, at this frequency the amount of acoustic energy which is reflected back towards the bottom piezoelectric layer of the SCF by the interface between the top layer of the acoustic mirror and the lower electrode of the SCF is small. As a result, the spurious response of the SCF at its fundamental resonant frequency becomes attenuated. It should be noted that in cases in which a Multi-pole BAWR-SCF device is fabricated so as to include "bridge" type structures instead of acoustic mirror structures, external matching circuitry may be employed to attenuate any spurious responses that may occur at the fundamental resonant frequency of the SCF, although at least some attenuation is also provided by the BAW resonators of the Multi-pole BAWR-SCF device.

As another example, it is assumed that each piezoelectric layer of the SCF has a thickness which is equal to one-half of the thickness of each individual piezoelectric layer of the BAW resonators, and that, as a result, the SCF exhibits a fundamental resonance at the center frequency of the Multi-pole BAWR-SCF circuit. In this case, harmonic resonances of the SCF and the BAW resonators of the Multi-pole BAWR-SCF circuit may cause spurious responses, although no spurious responses can occur at frequencies that are lower than the Multi-pole BAWR-SCF circuit's center frequency. By example, spurious responses may occur at the second harmonic resonant frequencies of the SCF and the BAW resonators. At the second harmonic resonant frequency of the SCF, the acoustic mirror layers of the SCF

have a thickness which is equal to  $\lambda/2$  and no impedance transformation of the substrate of the device occurs at the interface between the top acoustic mirror layer and the lower electrode. As a result, acoustic energy is not reflected by this interface away from the substrate and back towards the piezoelectric layers, but is instead propagated to the substrate. This causes the spurious response of the SCF at its second harmonic resonant frequency to become attenuated.

Another aspect of the invention will now be described. The inductive elements  $L_0$ ,  $L_{01}$ , and  $L_{02}$  of the devices 1 and 3 described above may each include any suitable type of inductive device, such as, by example, a spiral-shaped coil. Also, the impedance inverting capacitor elements C01, C34, C12, and C23 of the devices 1 and 3 may include any suitable type of capacitor device for providing impedance inversion, such as, by example, a microstripline or a lumped element capacitor. The inductive elements  $L_0$ ,  $L_{01}$ , and  $L_{02}$ , and the impedance inverting elements C01, C34, C12, and C23, of the devices 1 and 3 may be fabricated on a same substrate as the BAW resonators and SCF devices included in these respective devices 1 and 3. Also, in cases wherein it is required that these devices 1 and 3 be packaged, it is preferable that the various inductive tuning elements and impedance inverting elements of the respective devices 1 and 3 be fabricated on a package substrate. By example, Fig. 20a shows a perspective view of a structure 100' that includes a substrate 100 (which may be comprised of, e.g., Si, GaAs, glass, or a ceramic material) having the inductive elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  and impedance inverting elements C01 and C34 mounted thereon. The structure 101' represents a structural portion of the multi-pole BAWR-SCF device 1 described above. The substrate 100 is shown in Fig. 20a as having been rotated 180 degrees about an axis (z) (i.e., the substrate 10 is shown as being viewed from a perspective looking down on a rear portion of the

substrate 100), and a rear surface and two side surfaces are assumed to be removed.

Preferably, the inductive elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  include spiral coils, and are optimized during fabrication for providing low loss levels and high Q values. The impedance inverting elements C01 and C34 preferably include lumped element capacitors. As can be seen in view of Fig. 20a, within the structure 100' the inductive element  $L_{01}$  is coupled at one end thereof to terminal C01" of impedance inverting element C01 through a contact pad 100a, and the inductive element  $L_{02}$  is coupled at one end thereof to terminal C34" of the impedance inverting element C34 through a contact pad 100d. Contacts 101a and 101d are also shown as being coupled to the contact pads 100a and 100d, respectively. Moreover, solder bumps (SB1-SB4) are provided underneath respective contact pads 100a-100d for coupling the various components  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , C01, and C34 to components of another device portion, as will be described below in relation to Fig. 20c. Terminals C01' and C34' of respective impedance inverting elements C01 and C34 are coupled to a solder ring (SR), which is disposed near a perimeter of the substrate 100, as can be appreciated in view of Fig. 20a. Also, contacts 101b, 101c, 101e, and 101f are provided for connecting the structure 100' to ground. The contacts 101b and 101c represent the ports (P2) and (O2), respectively, of the device 1 described above. Also, the contacts 101a and 101d represent the ports (P1) and (O1), respectively, of the device 1 described above. These contacts 101a and 101d are provided for enabling the structure 100' to be coupled to external circuitry. The contacts 101a-101f are preferably included within vias (not shown in Fig. 20a) of the structure 100'. The various electrical components of the structure 100' are preferably fabricated on the substrate 100.

Fig. 20b shows a structure 100" which represents another

structural portion of the multi-pole BAWR-SCF device 1 described above. The structure 100" includes a substrate 103, which may be comprised of a similar material as the substrate 100 of the structural portion 100', although in other embodiments the substrate 103 may include a different suitable material than is included in substrate 100. In a preferred embodiment of the invention, the materials forming the substrates 100 and 103 have similar or nearly similar coefficients of thermal expansion so that when the structures 100" and 100' are joined together and soldered, solder joints do not experience a substantial amount of mechanical stress that may occur when the combined structures are exposed to substantial variations in environmental temperature.

The device 100" also includes BAW resonators (BAW1) and (BAW2), SCF 4, contact pads (CP1-CP4), and a solder ring 102. Electrode 4a of SCF 4 is coupled to electrode 21b of the BAW resonator (BAW1) through the contact pad (CP2), and electrode 4b of the SCF 4 is coupled to electrode 21a' of BAW resonator (BAW2) through the contact pad (CP3). Electrode 20 of SCF 4 is coupled to the solder ring 102. Electrodes 21a and 21b' of the respective BAW resonators (BAW1) and (BAW2) are coupled to the respective contact pads (CP1) and (CP4). As for the solder ring (SR) of the structure 100' of Fig. 20a, the solder ring 102 is disposed near a perimeter of the substrate 103, as can be appreciated in view of Fig. 20b. The contact pads (CP1-CP4) are for being coupled to the solder bumps (SB1-SB4), respectively, of the structure 100' described above.

Referring to Fig. 20c, in accordance with the invention the structures 100' and 100" are coupled together to form a device 100'" (which represents a structure of the Multi-pole BAWR-SCF device 1 described above). Preferably, the structures 100' and 100" are coupled together using flip-chip technology. The structures 100' and 100" are

preferably coupled together in a manner so that the solder ring (SR) of the structure 100' is coupled (e.g., by soldering) to the solder ring 102 of the structure 100", and so that the solder bumps (SB1-SB4) of the structure 100' are coupled to the contact pads (CP1-CP4), respectively, of the structure 100". This manner of coupling the structures 100' and 100" results in the inductive elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  being connected in parallel with the BAW resonators (BAW1) and (BAW2), respectively, and also results in the impedance inverting elements C01 and C34 being coupled at respective terminals C01" and C34" thereof to respective terminals 21a and 21b' of respective BAW resonators (BAW1) and (BAW2). The various component interconnections of the coupled structures 100' and 100" are similar to those shown in Fig. 16a. Also, it should be noted that, for convenience, not all of the layers of the various BAW resonator and SCF devices are shown in Figs. 20a-20c, since these devices are assumed to be similar to those described above.

As can be appreciated in view of Fig. 20c, because the inductive elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  are preferably embodied as spiral shaped coils within the device 100'", these elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  are disposed above the respective BAW resonators (BAW1) and (BAW2). Also, the components C01 and C34 are each disposed in a plane this is above the respective BAW resonators (BAW1) and (BAW2). These features enable the device 100'" to have a more compact overall construction relative to, by example, a semiconductor device having electrical components that are positioned adjacent to one another on a substrate surface. Also, it should be noted that in addition to providing grounding while the connectors 101b, 101c, 101e, and 101f are coupled to an external ground, the solder rings (SR) and 102, along with the components 100 and 103, provide a hermetic seal for protecting the various electrical components of the device 100'" from coming into contact with, by example, external

contaminants.

As an example, reference is now made to Figs. 21a-21c, wherein structures 116, 117 and 118 are shown (in a side view). These structures 116, 117 and 118 are somewhat similar to the respective structures 100', 100" and 100''' described above, although for convenience, various ones of the electrical components (e.g., inductors) described above are not shown in Figs. 21a-21c. The structure 116 is shown to include a substrate 119, a contact 105 that is disposed within a via of the substrate 119, a capacitor 112 that includes layers 108, 110, and 111, and a solder bump 109 that is coupled to the layer 108. An electrically conductive layer 106' is coupled to contact 105, and a solder bump 107' is coupled to the layer 106'. The structure 116 also includes electrically conductive layer 106 and a solder bump 107 that is coupled to the layer 106. The components 106, 107, 106' and 107' form a solder ring structure for the structure 116.

The structure 117 of Fig. 21b is shown to include electrically conductive layers 113 (which form a solder ring for the structure 117), a substrate 120, and a BAW resonator (BAW4) that includes layers 114, 115 and 116.

The structure 118 of Fig. 21c shows the structures 116 and 117 coupled together. In particular, the components 107' and 107 of structure 116 are coupled to the layers 113 of the structure 117. As can be appreciated in view of Fig. 21c, the components 119, 120, 106', 107', 113, 106, and 107 of the structure 118 collectively surround and enclose an area of structure 118 that includes the electrical components 109, 116, 112, and (BAW4). As a result, these electrical components 109, 116, 112, and (BAW4) are protected from coming into contact with external environmental contaminants. In a similar manner, the solder rings (SR) and 102, in conjunction with structures



100 and 103, protect the various electrical components (e.g., contact pads (CP1-CP4), BAW resonators (BAW1) and (BAW2), SCF 4, inductors  $L_{01}$  and  $L_{02}$ , etc.) of the device 100'' (described above) from coming into contact with external environmental contaminants.

Referring again to Fig. 20c, the construction of the device 100'' offers a number of advantages. One advantage is that any suitable material may be included in the substrate 100 of the structure 100' for enabling the passive components of the structure 100' to provide optimum performance. An inexpensive material may be employed for substrate 100 to reduce the overall fabrication costs for the device 100''. Also, the configuration of the device 100'' provides for an efficient utilization of the device's surface areas, and, as was previously described, the solder rings (SR), (102) in conjunction with the substrates 100 and 103, provide a hermetic seal wherein electrical components of the device 100'' are protected from coming into contact with environmental contaminants, such as dust, humidity, etc. Because the device 100'' protects the electrical components in this manner, no external protective packaging (e.g., such as ceramic packaging, which is more expensive and does not include any passive components) is required. Also, the solder bumps (SB1-SB4) and solder ring (SR) preferably have thicknesses (such as 30  $\mu\text{m}$  to 200  $\mu\text{m}$ ) that are similar to those of solder bumps typically employed in flip-chip technology, and are of greater thicknesses than the resonators (which preferably have overall thicknesses of only a few microns to 10  $\mu\text{m}$ ) included in the device 100'', enabling coupling to be provided during flip-chipping, and further enabling the inductive elements  $L_{01}$  and  $L_{02}$  to be positioned above the BAW resonators (BAW1) and (BAW2).

Each of the various Multi-pole BAWR-SCF devices of the invention described above can be operated over frequencies ranging from approximately 500 Mhz to 5 Ghz. Preferably,

the Multi-pole BAWR-SCF devices operate in the longitudinal mode since this allows for easier fabrication of the piezoelectric layers of the devices. In the longitudinal mode, axes of crystals within piezoelectric layers of the devices (i.e., the piezoelectric layers include polycrystalline, and are preferably sputter deposited) are substantially perpendicular to upper (and lower) surfaces of the piezoelectric layers (and to upper and lower surfaces of other layers of the devices). However, in other embodiments the Multi-pole BAWR-SCF devices can be operated in a shear mode if the layer dimensions are chosen appropriately. In the shear mode, axes of crystals within the piezoelectric layers are substantially parallel to the upper and lower layer surfaces of the devices.

It should be noted that the invention is not intended to be limited to the Multi-pole BAWR-SCF circuits having the topologies described above, and that Multi-pole BAWR-SCF devices having other topologies may also be provided. By example, depending on applicable performance criteria, Multi-pole BAWR-SCF circuits may be provided which include additional BAW resonators and/or SCFs. It should be noted, however, that Multi-pole BAWR-SCF devices having lesser resonator component (e.g., BAW resonators and SCFs) areas have lesser levels of insertion loss than do Multi-pole BAWR-SCF devices that have greater resonator component areas. Also, the dimensions of the BAW resonators and the SCFs described in the Tables above are intended to be exemplary in nature, and the BAW resonators and SCFs may be provided with other suitable dimensions that cause desired frequency response characteristics (e.g., passband bandwidth, center frequency, insertion loss level, etc.) to be provided.

While the invention has been particularly shown and described with respect to preferred embodiments thereof, it will be understood by those skilled in the art that changes

in form and details may be made therein without departing from the scope and spirit of the invention.

#### 4. Brief Description of Drawings

Fig. 1a illustrates a cross-section of an exemplary Bulk Acoustic Wave (BAW) resonator that includes a membrane and an air gap;

Fig. 1b illustrates a top view of a portion of the BAW resonator of Fig. 1a;

Fig. 2 illustrates a cross-section of an exemplary BAW resonator that includes a sacrificial layer;

Fig. 3a illustrates a cross-section of an exemplary solidly-mounted BAW resonator that includes an acoustic mirror;

Fig. 3b shows a top view of a portion of the BAW resonator of Fig. 3a, including a protective layer 38a and electrodes 24 and 26;

Fig. 4a illustrates a cross-section of an exemplary BAW resonator that includes a substrate having a via;

Fig. 4b shows a lumped element equivalent circuit of a BAW resonator;

Fig. 5a illustrates a cross-section of an exemplary Stacked Crystal Filter (SCF) that includes a membrane and an air gap;

Fig. 5b illustrates a top view of a portion of the SCF of Fig. 5a;

Fig. 6 illustrates a cross-section of an exemplary SCF that includes a sacrificial layer;

Fig. 7a illustrates a cross-section of an exemplary solidly-mounted SCF that includes an acoustic mirror;

Fig. 7b shows a top view of a portion of the SCF of Fig. 7a;

Fig. 8a illustrates a cross-section of an exemplary SCF that includes a substrate having a via;

Fig. 8b shows a lumped element equivalent circuit of a SCF;

Fig. 8c shows an exemplary frequency response of a SCF;

Fig. 8d shows a circuit diagram of an exemplary BAW ladder filter that includes two BAW resonators, and which is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8e shows an exemplary frequency response of the BAW ladder filter of Fig. 8d;

Fig. 8f shows a circuit diagram of an exemplary BAW ladder filter that includes four BAW resonators, and which is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8g shows an exemplary frequency response of the BAW ladder filter of Fig. 8f;

Fig. 8h shows a lumped element equivalent circuit of the BAW ladder filter of Fig. 8f;

Fig. 8i shows a schematic diagram of an exemplary "balanced" ladder filter that is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 8j shows a lumped element equivalent circuit of the balanced ladder filter of Fig. 8i;

Fig. 9 shows an exemplary frequency response of a ladder filter that includes four BAW resonators and no tuning elements, in accordance with the prior art;

Fig. 10a shows a circuit diagram of an exemplary multi-pole filter that includes resonators X1, X2 and X3, impedance inverting circuits 51a-51d, and terminating impedances  $R_a$  and  $R_b$ , wherein the filter is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 10b shows a circuit diagram of another exemplary multi-pole filter that is constructed in accordance with the prior art;

Fig. 11a shows an exemplary impedance inverting circuit that includes inductors L1-L3;

Fig. 11b shows an exemplary impedance inverting circuit that includes capacitors C1-C3;

Fig. 11c shows exemplary resonator reactance curves;

Fig. 12 shows a circuit diagram of a conventional multi-pole filter that includes BAW resonators 56, 57, and 58, and impedance inverting capacitors C01, C12, C23, and C34;

Fig. 13 shows a circuit diagram of another conventional prior art multi-pole filter, wherein the filter is similar to that shown in Fig 12, but also includes inductors  $L_{01}$ ,  $L_{02}$ , and  $L_{03}$ ;

Fig. 14a shows a frequency response of the multi-pole filter of Fig. 13;

Fig. 14b shows a portion of the frequency response of Fig. 14a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 15a shows a circuit diagram of a further exemplary multi-pole filter that is constructed in accordance with the prior art, wherein the filter includes SCF devices 57, 58 and 59, and shunt-connected inductors  $L_{p1}$  and  $L_{p2}$ ;

Fig. 15b shows a frequency response of the multi-pole filter of Fig. 15a;

Fig. 15c shows a portion of the frequency response of Fig. 15b, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 16a illustrates a circuit diagram of a Multi-pole Bulk Acoustic Wave Resonator-Stacked Crystal Filter (BAWR-SCF) device that is constructed in accordance with an embodiment of the invention;

Fig. 16b shows an exemplary lumped element equivalent circuit of the Multi-pole BAWR-SCF device of Fig. 16a;

Fig. 17a shows a Multi-pole BAWR-SCF device that is constructed in accordance with another embodiment of the invention;

Fig. 17b shows an exemplary lumped element equivalent circuit of the Multi-pole BAWR-SCF device of Fig. 17a;

Fig. 18a shows an exemplary frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit of Fig. 16a;

Fig. 18b shows a portion of the frequency response of Fig. 18a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 19a shows an exemplary frequency response of the Multi-pole BAWR-SCF circuit of Fig. 17a;

Fig. 19b shows a portion of the frequency response of Fig. 19a, over a range of frequencies between 925MHz and 970MHz;

Fig. 20a shows a portion 100' of a Multi-pole BAWR-SCF device 100'' which is shown in Fig. 20c, wherein the device 100'' is constructed in accordance with the invention;

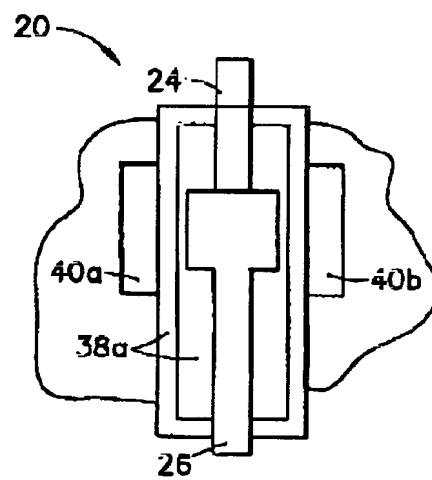
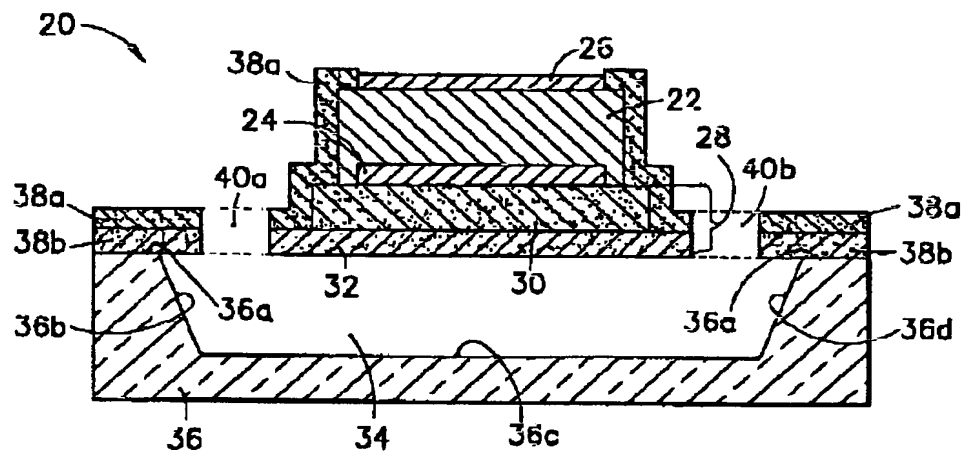
Fig. 20b shows a portion 100'' of a Multi-pole BAWR-SCF device 100''' which is shown in Fig. 20c, wherein the device 100''' is constructed in accordance with the invention;

Fig. 20c shows the Multi-pole BAWR-SCF device 100''' constructed in accordance with the invention;

Fig. 21a shows a portion 116 of a device 118 which is shown in Fig. 20c, wherein the device 118 is constructed in accordance with the invention;

Fig. 21b shows a portion 117 of a device 118 which is shown in Fig. 20c, wherein the device 118 is constructed in accordance with the invention; and

Fig. 21c shows the device 118 constructed in accordance with the invention.





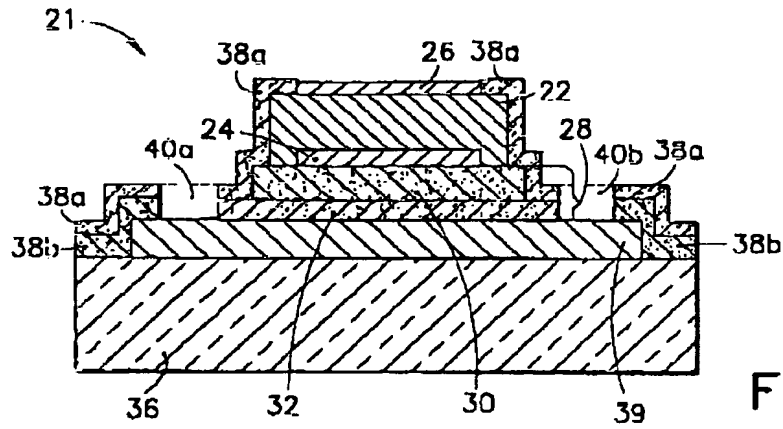


FIG. 2

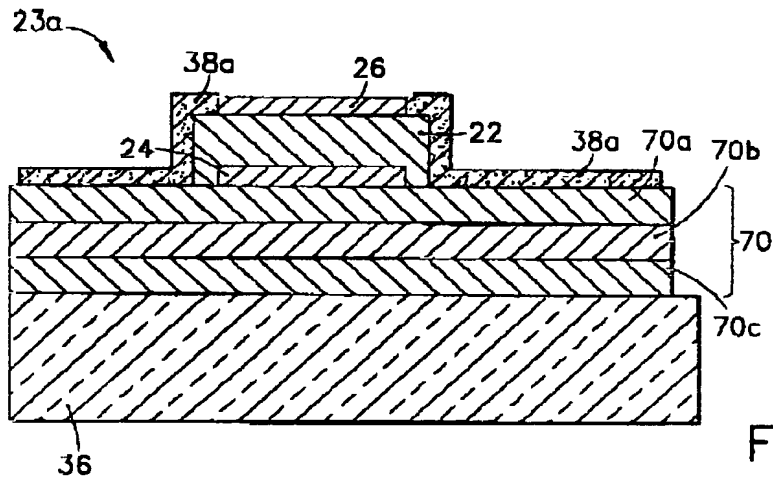


FIG. 3a

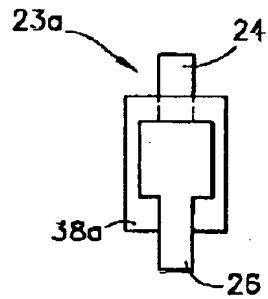
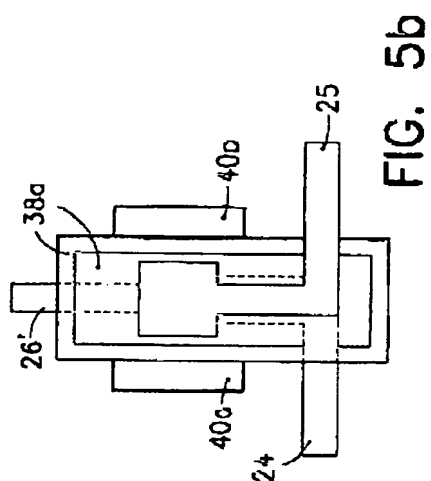
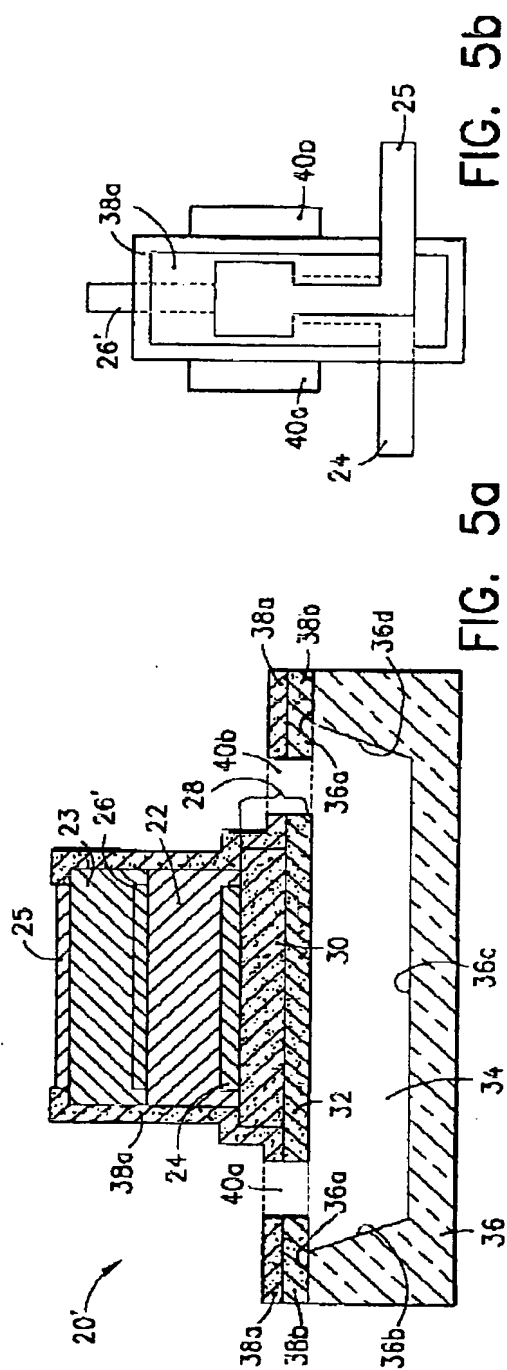
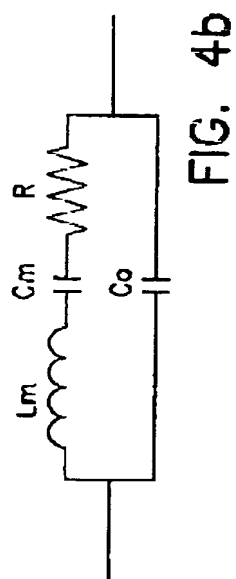
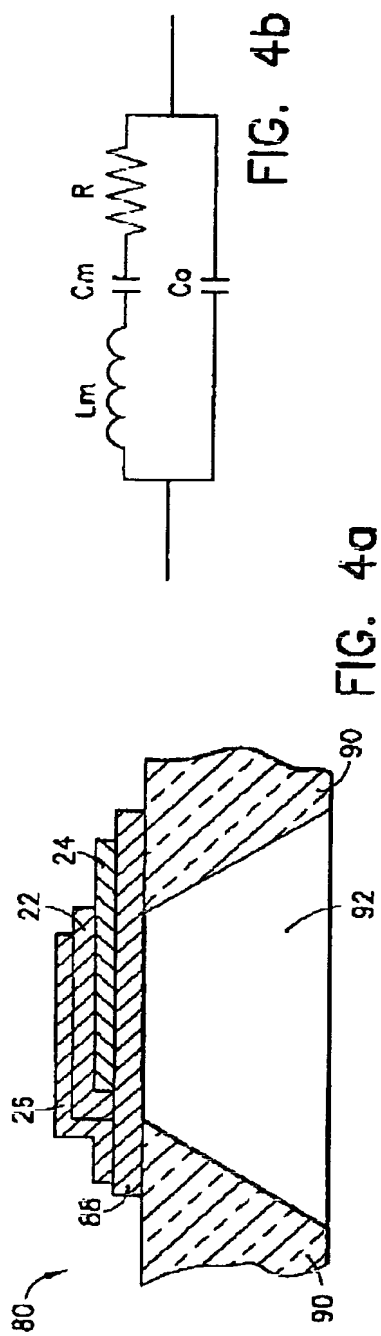
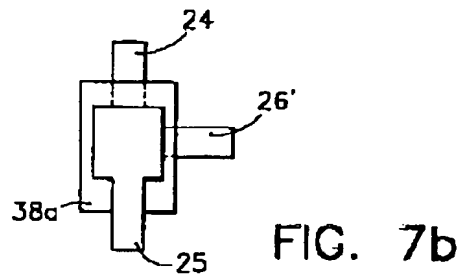
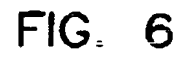


FIG. 3b





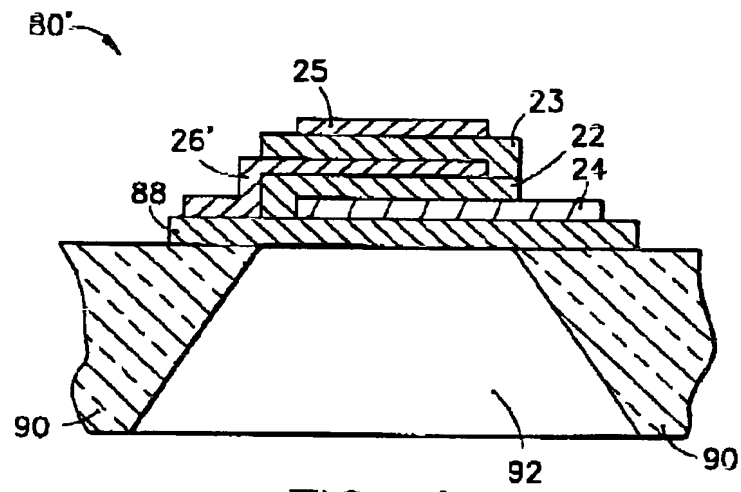


FIG. 8a

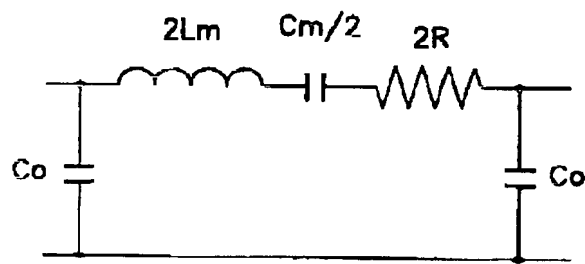


FIG. 8b

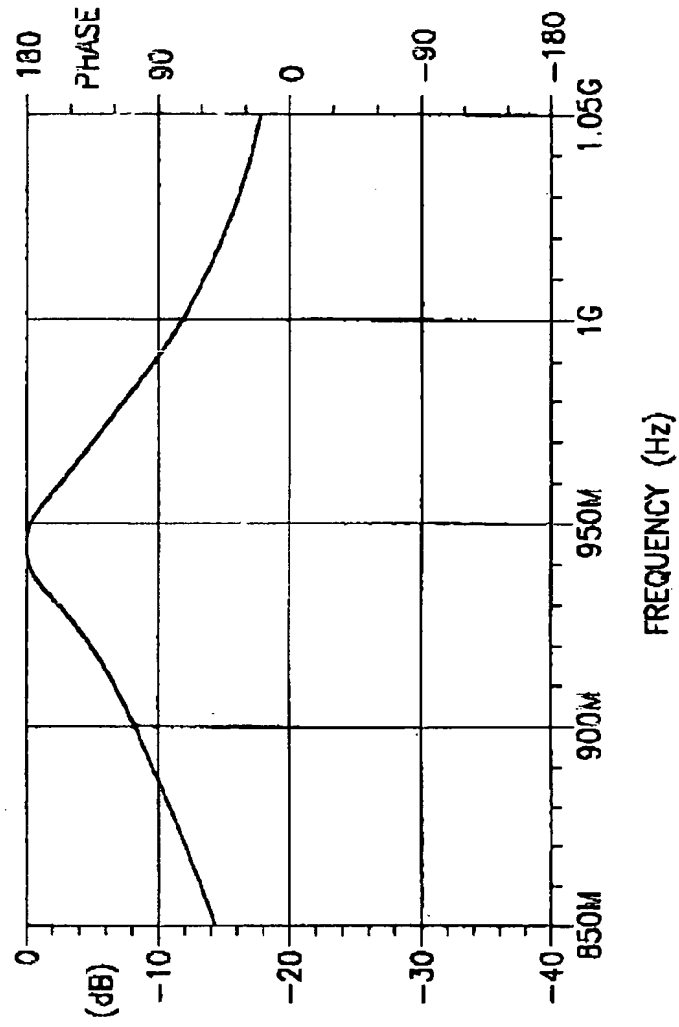
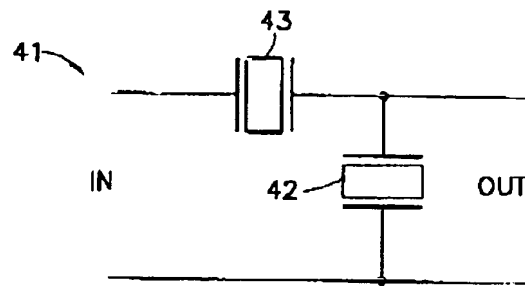
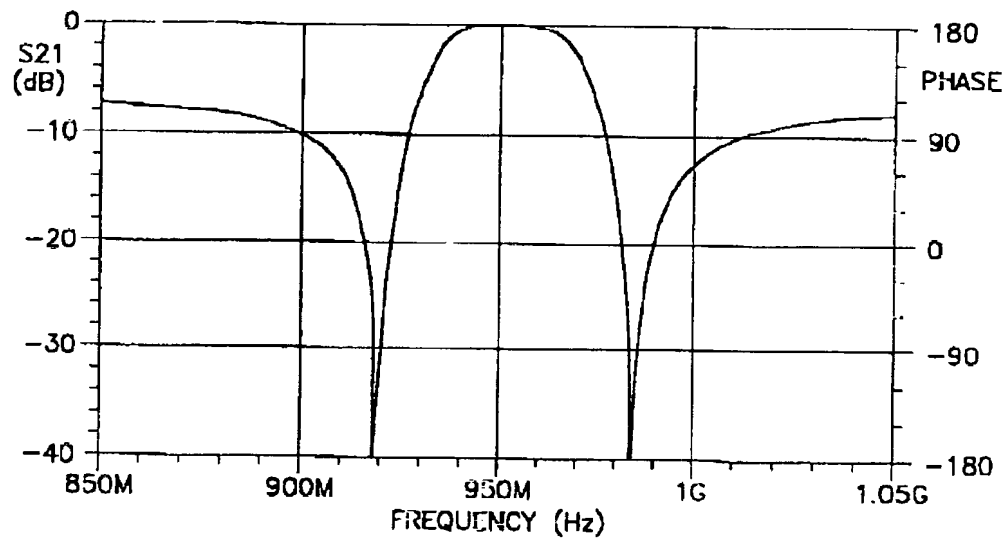


FIG.8c  
PRIOR ART



**FIG.8d**  
PRIOR ART



**FIG.8e**  
PRIOR ART

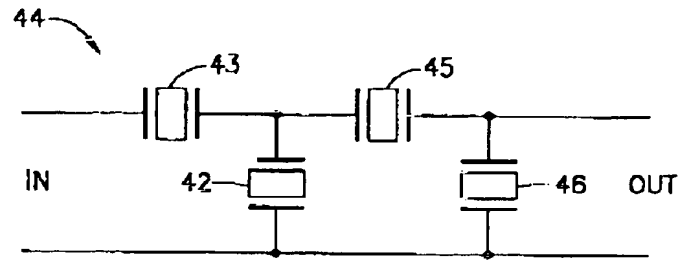


FIG. 8f  
PRIOR ART

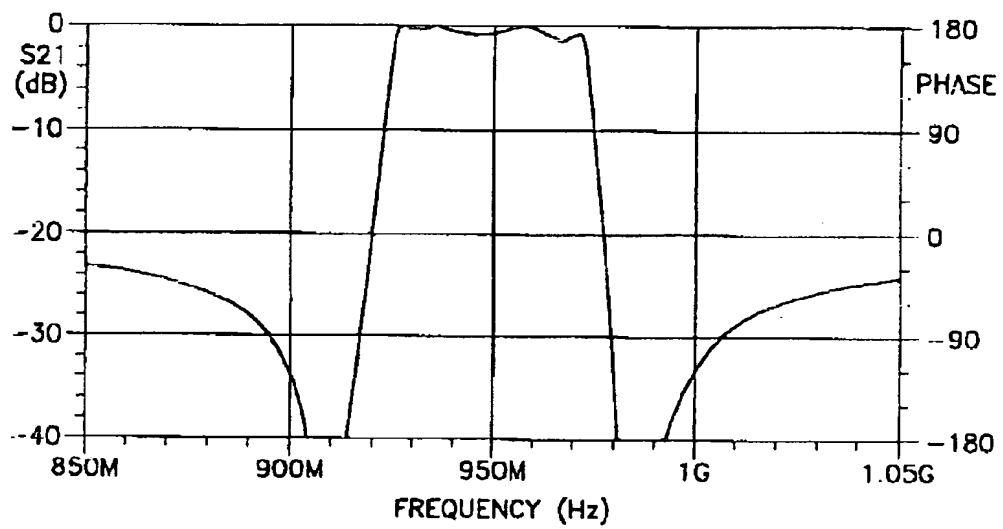
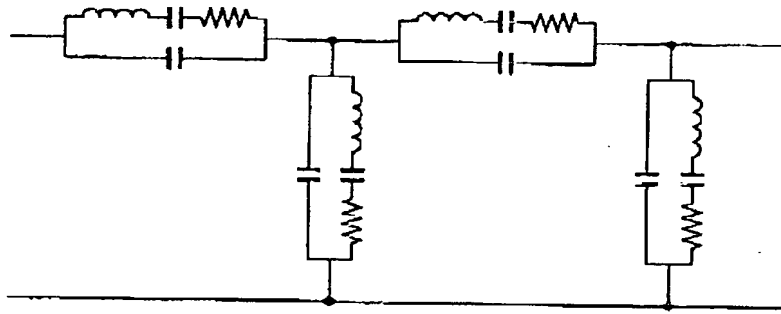
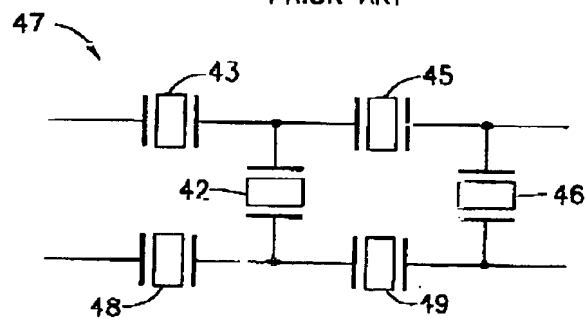


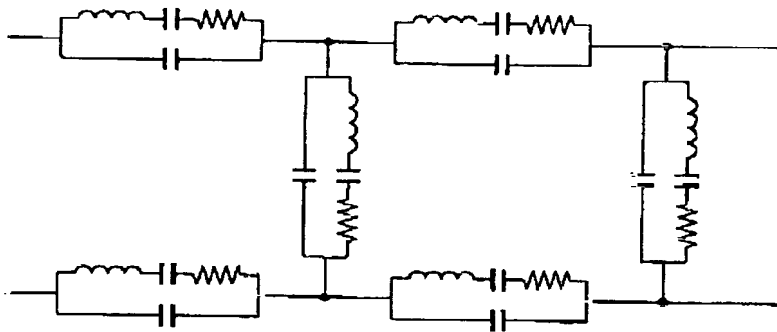
FIG. 8g  
PRIOR ART



**FIG. 8h**  
PRIOR ART

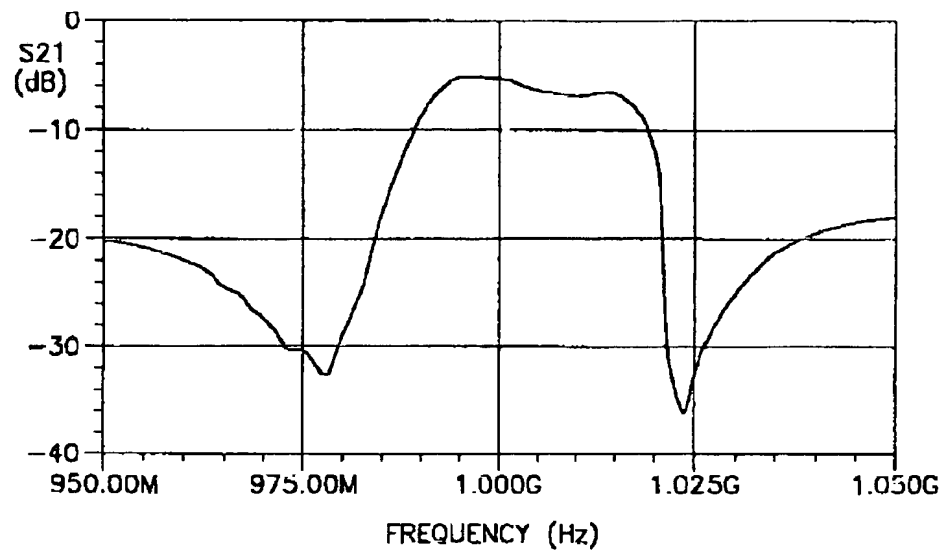


**FIG. 8i**  
PRIOR ART

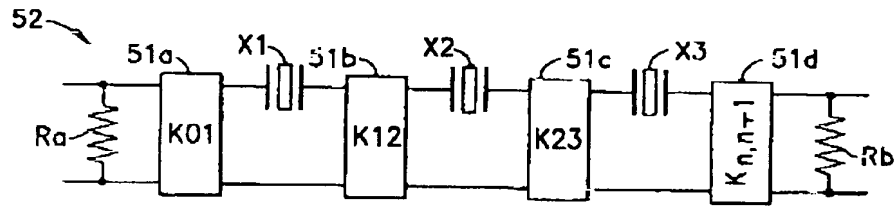


**FIG. 8j**  
PRIOR ART

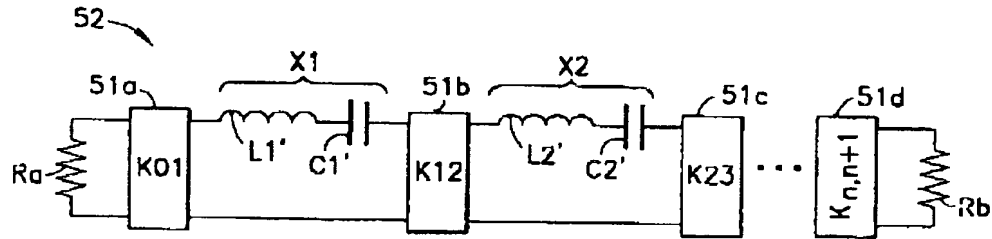




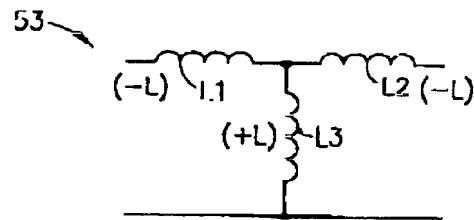
**FIG.9**  
PRIOR ART



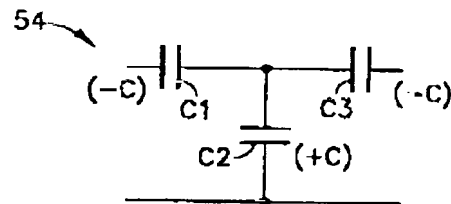
**FIG. 10a**  
PRIOR ART



**FIG. 10b**  
PRIOR ART



**FIG. 11a**  
PRIOR ART



**FIG. 11b**  
PRIOR ART

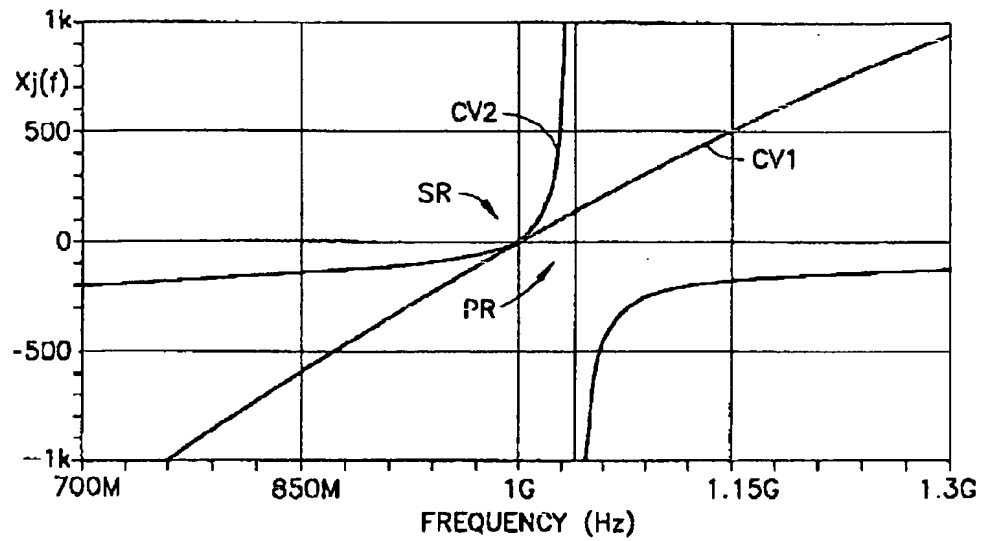
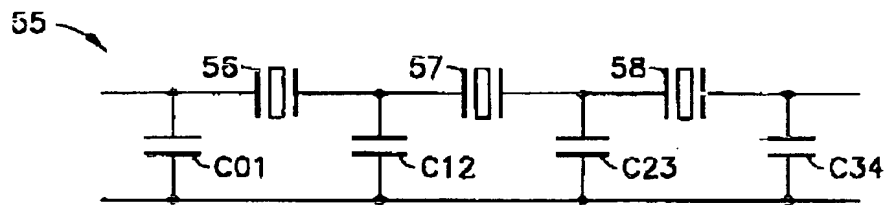
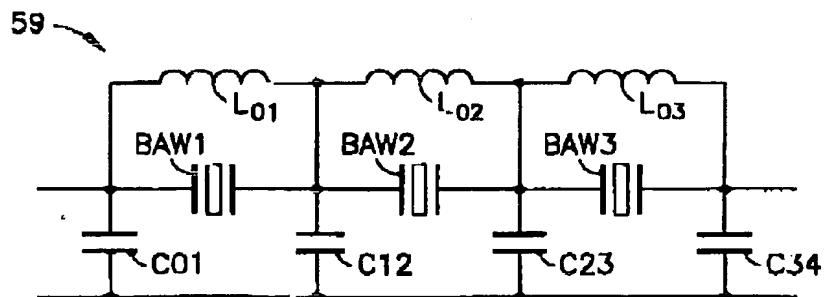


FIG. 11C

FIG. 12  
PRIOR ARTFIG. 13  
PRIOR ART

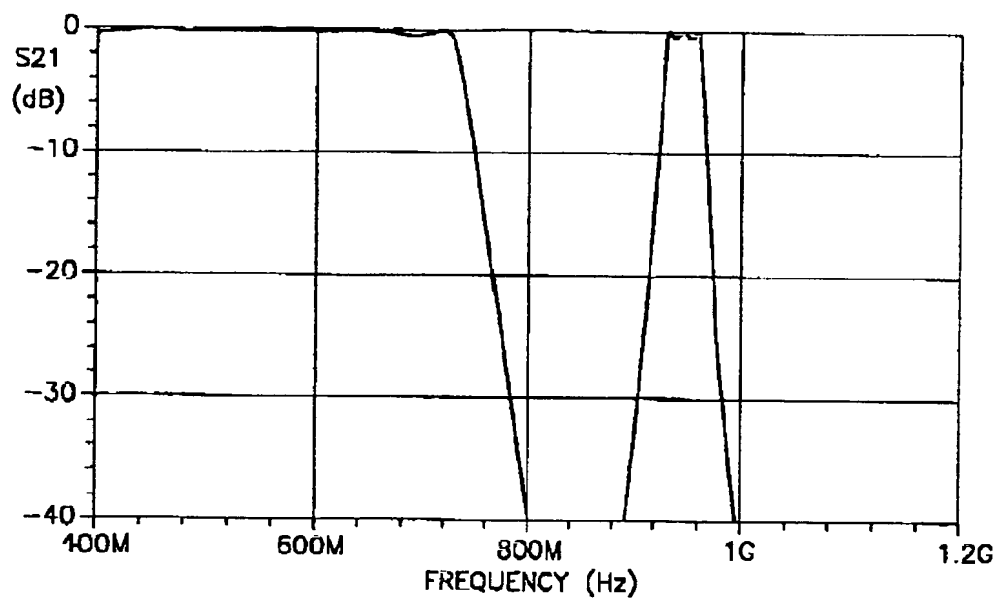


FIG. 14a  
PRIOR ART

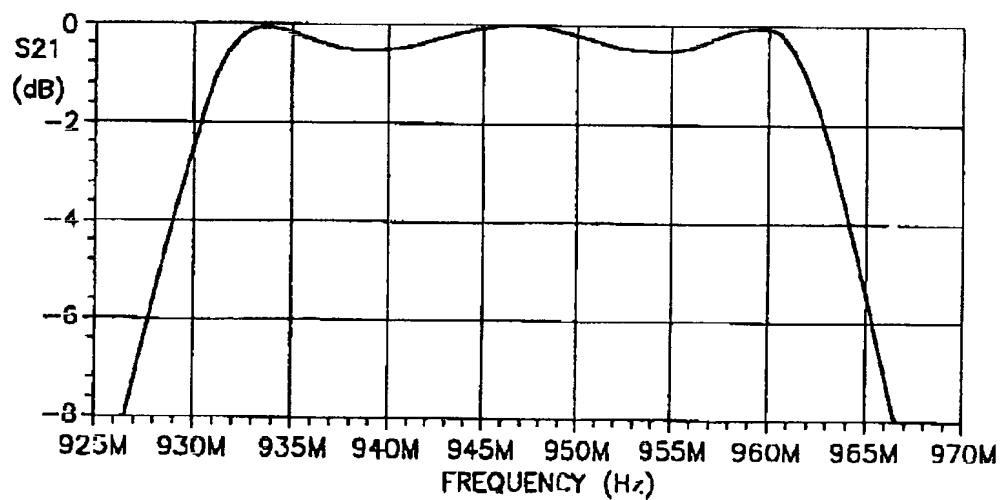
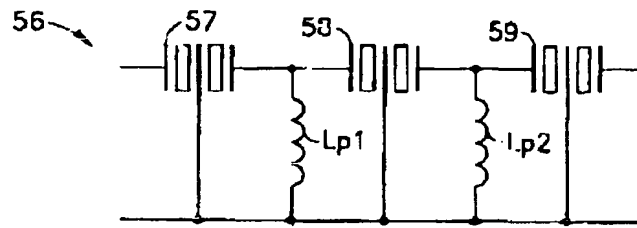
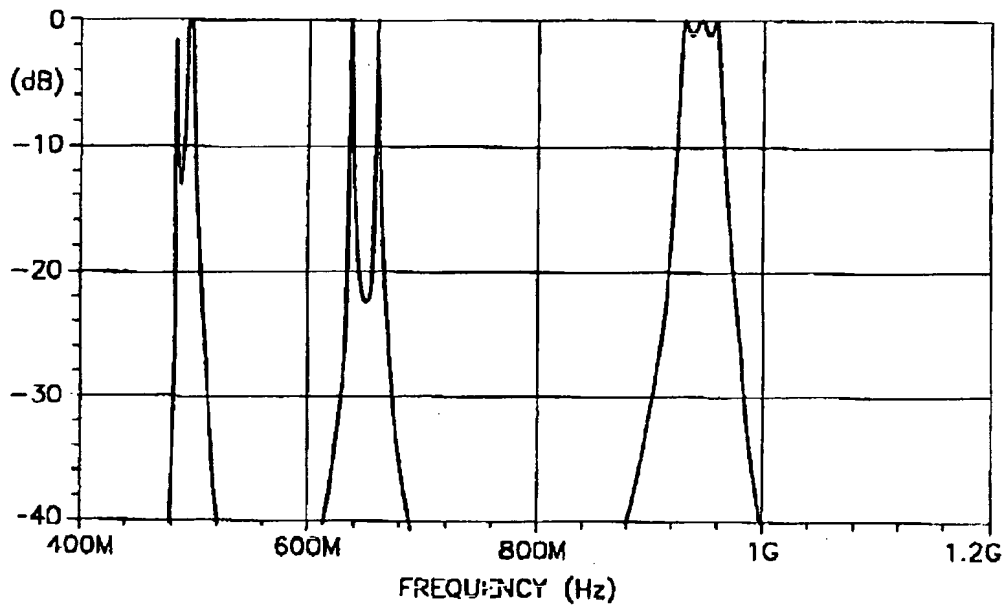


FIG. 14b  
PRIOR ART



**FIG. 15a**  
PRIOR ART



**FIG. 15b**  
PRIOR ART

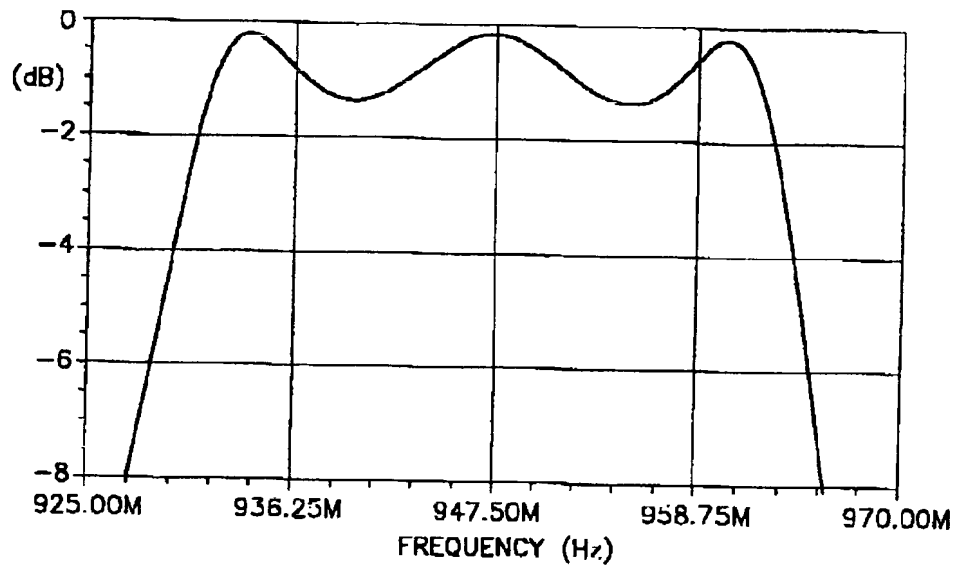


FIG. 15c  
PRIOR ART

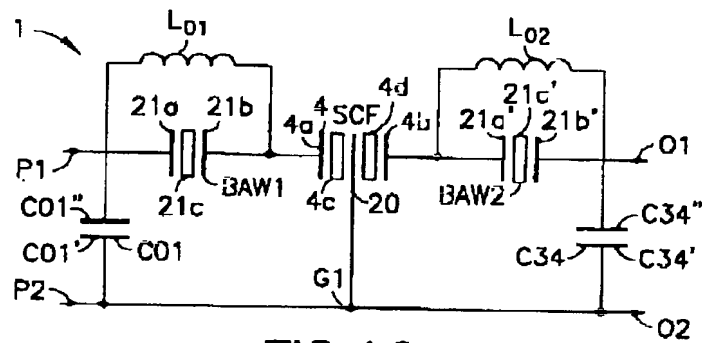


FIG. 16a

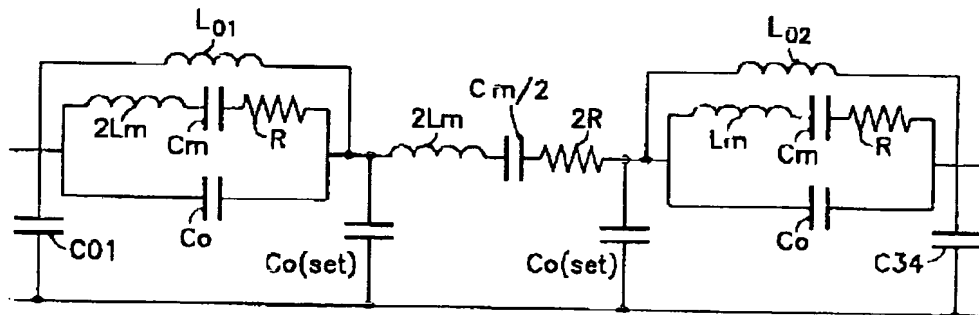


FIG. 16b

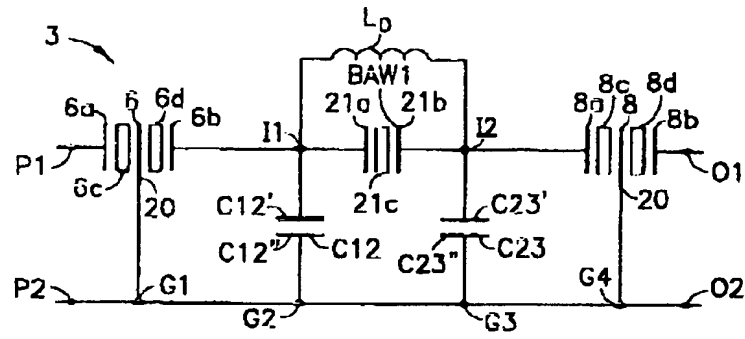


FIG.17a

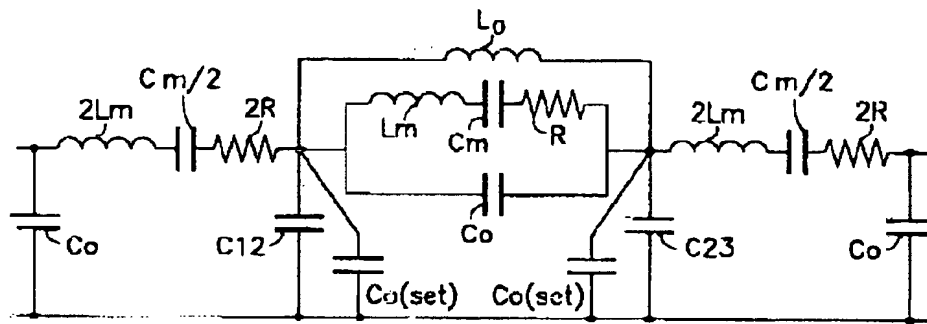


FIG.17b

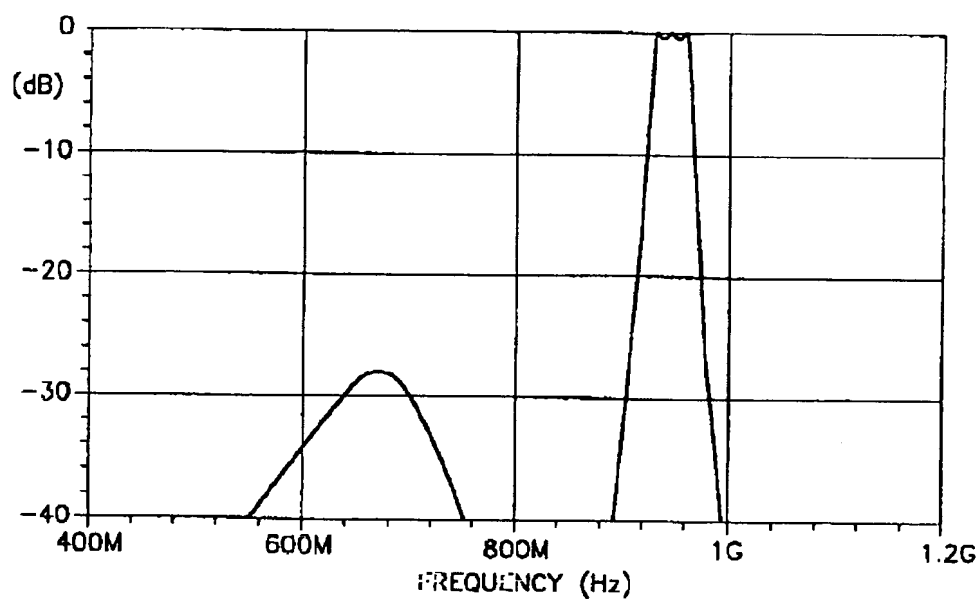


FIG. 18a

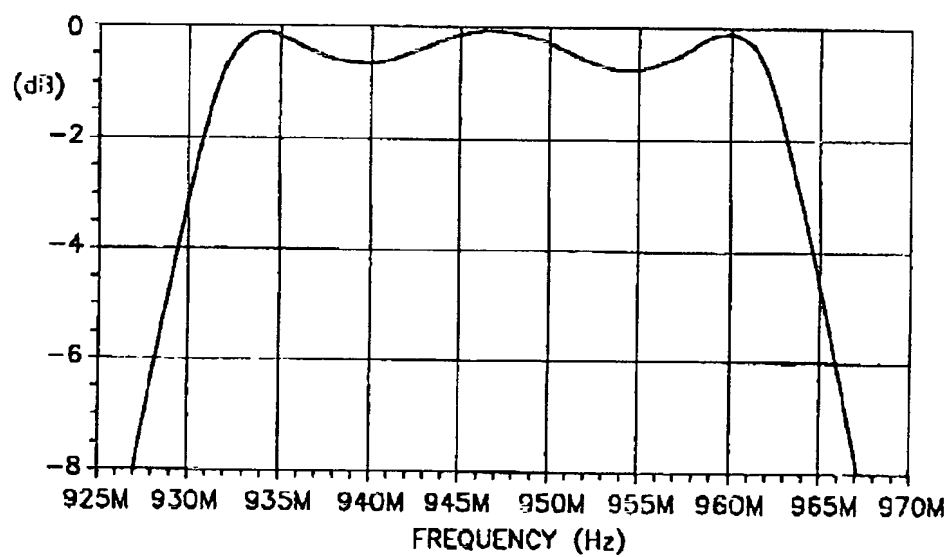


FIG. 18b



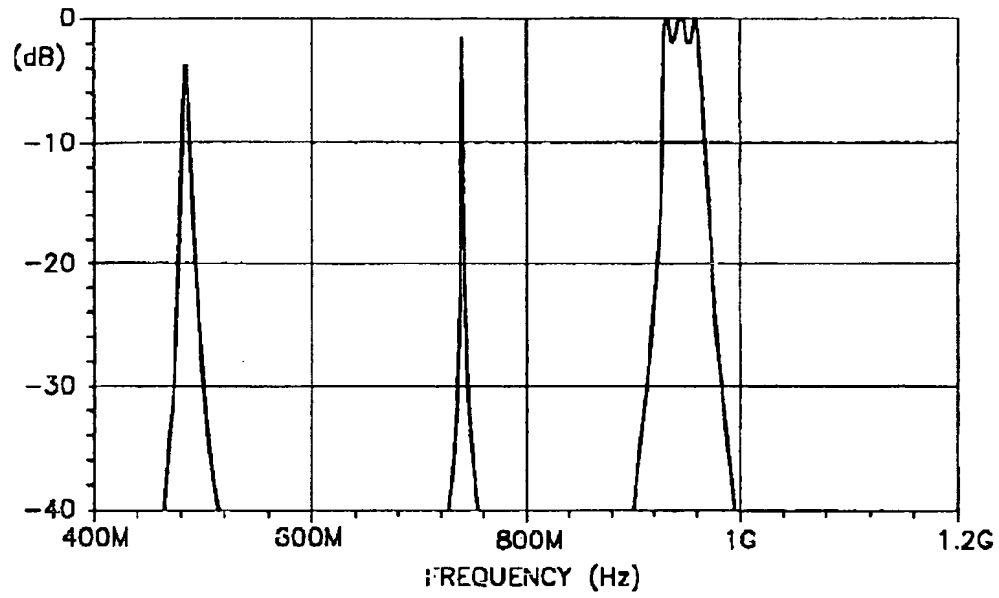


FIG. 19a

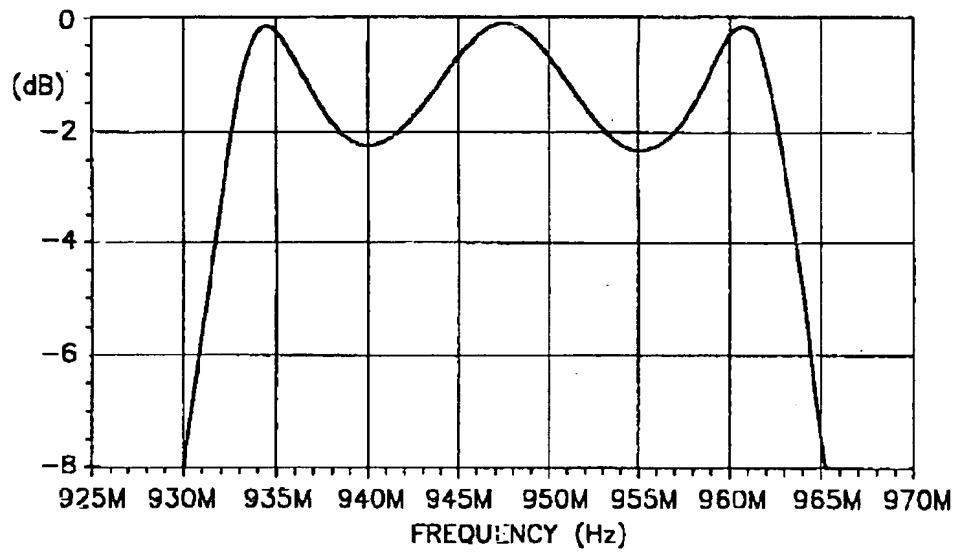


FIG. 19b

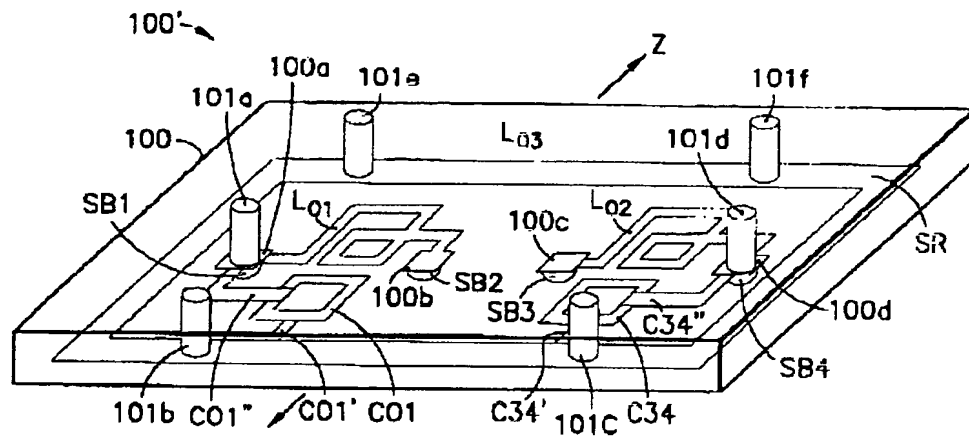


FIG. 20a

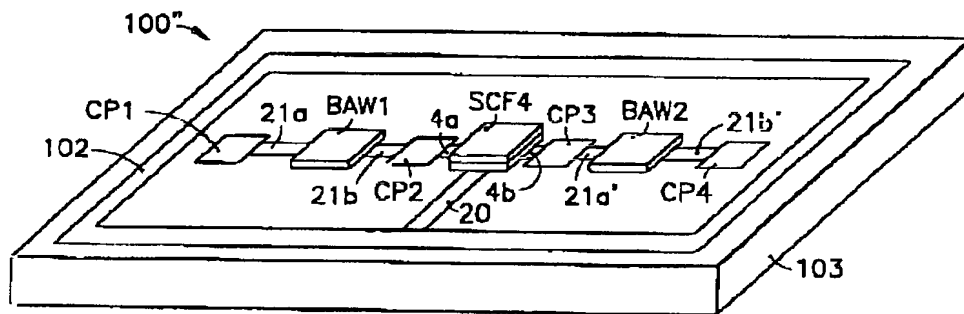


FIG. 20b

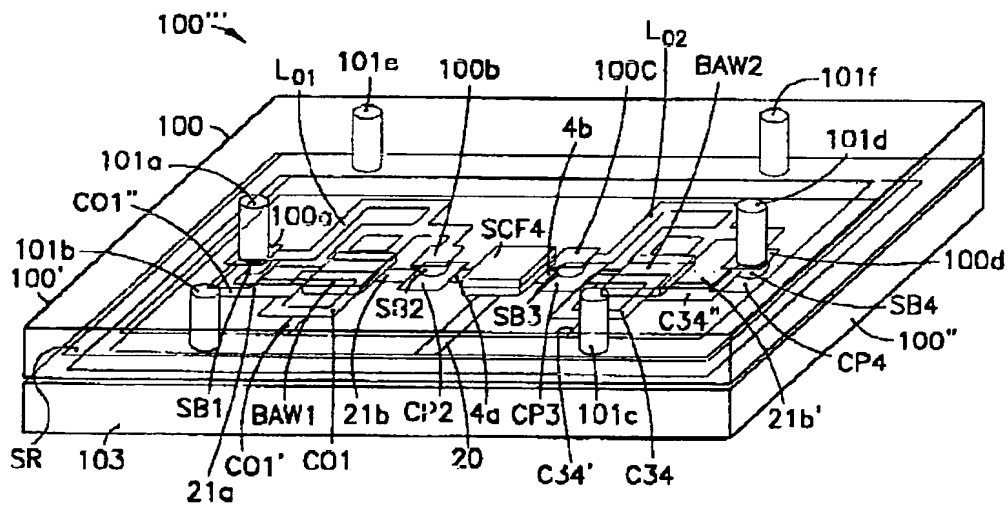


FIG. 20c

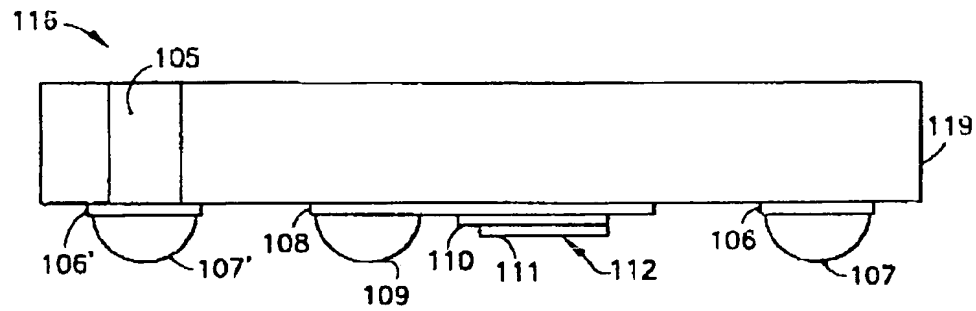


FIG. 21a

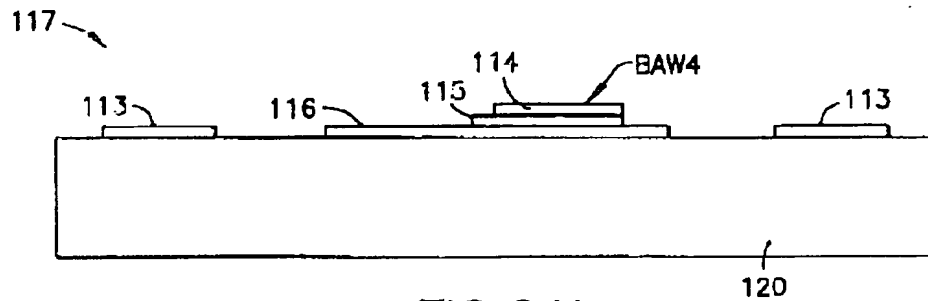


FIG. 21b

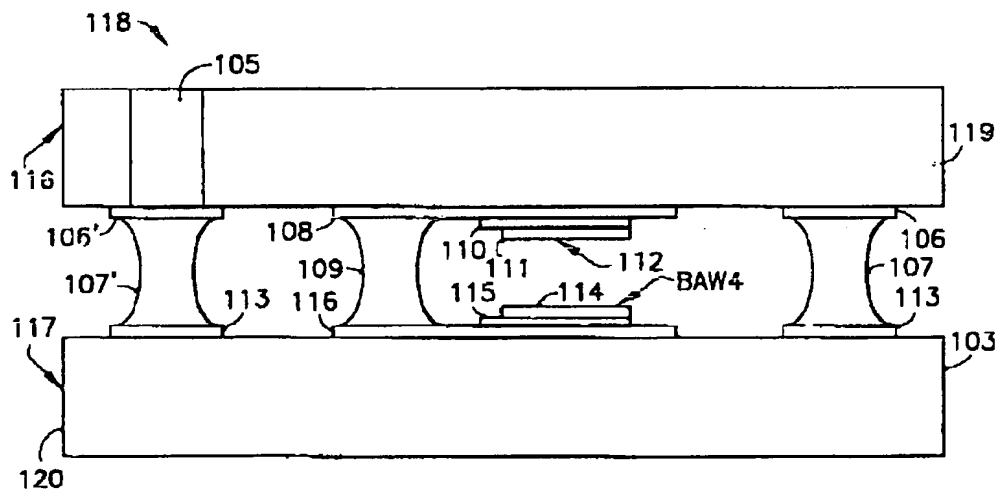


FIG. 21c

There is provided a Multi-pole Bulk Acoustic Wave Resonator-Stacked Crystal Filter (Multi-pole BAWR-SCF) filtering circuit or device. In one embodiment the Multi-pole BAWR-SCF circuit comprises a first pair of ports, a second pair of ports, a first lead that is coupled between a first and a second one of the first pair of ports, and a second lead that is coupled between a first and a second one of the second pair of ports. The Multi-pole BAWR-SCF circuit also comprises at least one BAW resonator that is coupled in series in the first lead, and at least one Stacked Crystal Filter (SCF). The SCF has first and second terminals that are coupled in the first lead, and a third terminal that is coupled in the second lead. The Multi-pole BAWR-SCF circuit further comprises a plurality of impedance inverting elements and at least one inductive element. Each individual one of the impedance inverting elements is coupled across the first and second leads, and the at least one inductive element is coupled in parallel with the at least one BAW resonator. The Multi-pole BAWR-SCF circuit yields improved frequency response characteristics relative to those that are typically yielded by at least some conventional multi-pole filters, and includes a reduced number of passive components relative to the number of such components included in at least some conventional multi-pole filters.

Docket # 24 PINTN 10356

Applic. # 10/623,068

Applicant: Timme et al.

Lerner Greenberg Sterner LLP

Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ ~~FADED~~ TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ ~~LINE~~ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**